radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Transistor-Rechteckwellengenerator

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

DEZEMBER 1964 **24**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Posteisi Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Titelbild:

Unser Bild zeigt links die einzelnen Keramik-Träger-Plättchen eines Komplex-Mikroelektronik-Bausteins, dahinter ein fertig montierter Baustein und rechts im Bild vergossene Bausteine. Die Leiterplatte (links) wird in den auf den Seiten 742 bis 744 beschriebenen Geräten verwendet. Im Hintergrund steht das Entwicklungsmuster eines Vor-Rückwärtszählers.

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: radio und fernsehen Heft 19 (1964) S. 578
„Superweite UKW-Funkverbindung"
Ihre Darstellung einer sogenannten Meteorscatterverbindung über Reflexionen an Meteorbahnen kann bei Nicht-Amateuren leicht zu Mißverständnissen führen. Eine Meteorscatterverbindung wird mit Sendern hoher Leistung und Antennen mit hohem Gewinn in Telegrafie durchgeführt. Das Sendetempo liegt bei 200 Zeichen in der Minute. Beide Stationen senden abwechselnd im 5-Minuten-Rhythmus. Es werden nur die Rufzeichen, Hörbarkeitsrapporte und abschließend das „r" für „richtig empfangen" durchgegeben. Da die Reflexionen an Meteorbahnen, die sog. Pings und Bursts, nur sehr kurzzeitig, höchstens bis zu einigen Sekunden, erfolgen, dauert es manchmal mehrere Stunden, bis ein Meteorscattertest, ein sog. MS-QSO, abgeschlossen werden kann. Von „Plaudern" kann also nicht die Rede sein.
Eine Meteorscatterverbindung mit der gleichen Leningrader Amateurfunkstation UA 1 DZ, Georgie Rumjanzew, gelang im August dieses Jahres dem Dresdner Amateur Gerhard Wagner, DM 2 BEL. Er benötigte an zwei aufeinanderfolgenden Tagen je zwei Stunden.

E. B., Dresden A 20

*

Betr.: Magnetischer Spannungskonstanthalter
Ich komme zurück auf den genannten Artikel, der in Ihrer Zeitschrift Nr. 16/1961 vom Dipl.-Ing. Gerhard Ziemens erschienen ist.
Bei der Durchsicht dieses Artikels ergibt sich folgende Frage:
Handelt es sich bei den benötigten Drosselblechen um einen M-Schnitt lt. Angaben oder um einen E/I-Schnitt lt. Bild Nr. 3?
Da diese Angaben aus dem Text nicht zu ersehen sind und die Frage des Luftspaltes sicher von großer Bedeutung ist, bitte ich Sie um Beantwortung dieser Frage.

D. R., Berlin NO 18

Wie wir dem von Ihnen angeführten Artikel entnehmen, wurden bei dem Muster des Spannungskonstanthalters „normale" M-102-Bleche verwendet. Wie der Verfasser schreibt, wählte er jedoch eine nicht übliche Paketstärke. Weiter schreibt er, daß die Bleche keinen Luftspalt enthalten. Dies ist bei magnetischen Spannungskonstanthaltern zwar nicht üblich, doch dürfte es sich daraus erklären, daß die Bleche ja nur durch Wechselstrom magnetisiert werden, eine Remanenz infolge Gleichstromvormagnetisierung also nicht auftreten kann. Darum scheint ein Luftspalt nicht unbedingt notwendig zu sein.

*

Ich bin Soldat und möchte mir eine moderne Mehrkanalfunkfernsteuerung für mein Modellschiff bauen. Ich habe günstige Voraussetzungen als Funker dafür. Ich suche neueste Schaltbilder auf diesem Gebiet mit Transistoren usw. Können Sie mir helfen?

O. K., Löcknitz/Kr. Pasewalk

In unserer Republik gibt es bedauerlicherweise noch wenig Literatur für den Modellfunkamateur, und wir können nur hoffen, daß sich dieser Zustand bald ändern wird. Im Heft 22 erschien übrigens ein Transistorfernsteuergerät für 27,12 MHz. Vielleicht können Sie damit etwas anfangen.
Ansonsten raten wir Ihnen, Ihr Glück einmal bei der GST zu versuchen, denn diese Organisation hat gewissermaßen das Patronat über den Modellfunk.
Als Funker wissen Sie vermutlich, daß bereits der Bau eines Senders, auch eines Fernsteuersenders kleiner Leistung, die Sendegenehmigung durch die Deutsche Post voraussetzt.

*

Was versteht man eigentlich unter einem „integrated circuit"? Ich las das Wort in einer ausländischen Fachzeitschrift.

B. L., Neustrelitz

Mit „Festkörperschaltung", „Molekularelektronik" oder, im angloamerikanischen Schrifttum, mit „integrated circuit" (integrierte Schaltung) bezeichnet man eine Schaltung, die nicht mehr aus einzelnen Bauelementen besteht, sondern aus einem Stück Halbleitermaterial (vor allem Silizium) „herausgearbeitet" wurde. Das verschiedene Verhalten der einzelnen Halbleiterstellen wird durch verschiedene Dotierung, Ätzen, Oxydieren, Aufdampfen usw. erreicht. Man gelangt so zu unwahrscheinlich kleinen Schaltungen, die sich durch höchste Zuverlässigkeit auszeichnen. Für die Unterhaltungselektronik (Rundfunk- und Fernsehgeräte) haben sie z. Z. keine Bedeutung, wohl aber in der professionellen Elektronik, z. B. in elektronischen Rechenautomaten, in Fernmeßeinrichtungen (in künstlichen Erdsatelliten) usw.

*

Mein Freund hat ein transistorbestücktes Autoradio in seinem Kraftwagen. Ich bin der Ansicht, daß im Sommer – der ja auch bei uns manchmal sehr heiß sein kann – die Transistoren zu warm werden und dadurch kaputt gehen können. Was ist Ihre Ansicht?

K. M., Magdeburg

Nach allen vorliegenden Erfahrungen von Firmen, die transistorisierte Autoradios bauen, besteht für Sie bzw. Ihren Freund kein Grund zur Besorgnis. Wir setzen voraus, daß der Empfänger günstig eingebaut wurde, denn hinter dem Armaturenbrett bestimmter Kraftwagen und im Motorraum wurden schon weit höhere Temperaturen als die berühmten 60 °C gemessen. Dies ist nämlich etwa die höchste Umgebungstemperatur für den Germaniumtransistor. Wir bezweifeln, daß sie im Fahrgastraum — auch im Sommer — überschritten wird. Ein Rat: Parken Sie den Wagen nicht so, daß der Empfänger direkt von der Sonne bestrahlt wird.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistorisierter Oszillograf
- Zweckmäßigkeit bei der Transistorisierung des TV-Empfängers
- Bauanleitung: Ein einfacher Stereodecoder für das Pilottonverfahren
- Decoderschaltungen für die HF-Stereofonie
- Gegenüberstellung der Farbfernsehsysteme NTSG — SECAM — PAL



▼ **Ein neuer Fernsehkanalumsetzer** wurde am 12. 11. 1964 in Eibenstock (Bezirk Karl-Marx-Stadt) in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 11, Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ **Eine Koordinierung der Forschungen** auf dem Gebiet der Halbleiterdetektoren in den sozialistischen Ländern wurde auf einer internationalen wissenschaftlichen Beratung in Dubna bei Moskau vereinbart. Unter anderem wurden die Fragen „Welche Halbleiterstoffe eignen sich am besten für die Feststellung von Atomstrahlungen?" und „Welche Technologie zur Herstellung von Impulsgebern ist am aussichtsreichsten?" erörtert. Es wurde festgestellt, daß sich die Empfindlichkeit der Halbleiter-Gammaquanten-Detektoren gegenüber den Fotoelektronen-Impulsgebern verstärkt und die Exaktheit der Spektren sich mehrfach erhöht.

▼ **Das Elektronensynchrotron** (Desy) in Hamburg wurde am 12. November seiner Bestimmung übergeben. Es wurde in etwa sechs Jahren errichtet. Desy teilt sich mit einer gleichartigen Anlage in Cambridge (Massachusetts/USA) den Rang des größten Elektronenbeschleunigers der Welt. Im Desy werden negative Elementarteilchen in einem Ringtunnel von 100 m Durchmesser in wenigen Hundertstel Sekunden fast auf Lichtgeschwindigkeit beschleunigt.

▼ **Grundlagen der elektrischen Antriebsregelung** ist der richtige Titel des in unserem Heft 19 (1964) rezensierten Band 18 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK.

▼ **Eine Laservorrichtung** wurde in den USA gebaut, die 0,5 Millionen kW Leistung in einem Strahl von weniger als 1 cm² Querschnitt entwickelt. Nach Konzentrierung desselben in einer Linse auf einen Punkt von 1 μ Durchmesser entwickelt der Laser Temperaturen, die mehrmals so hoch sind, wie sie im Innern der Sonne herrschen.

▼ **Ein erbsengroßes Klangveredelungsgerät** wurde in England entwickelt. Es wird ins Ohr eingeführt und erweitert den Frequenzbereich unter Ausschaltung der als depressionsfördernd erkannten Töne. 18% aller Menschen leiden an der Belästigung durch bestimmte Tonfrequenzen.

▼ **Von einem frequenzmodulierten Telefonsystem,** das mit einem akustischen Träger unter Wasser arbeitet, wird aus England berichtet. Das Gerät arbeitet mit einer Trägerfrequenz von 120 kHz und gibt eine akustische Ausgangsleistung von 1 W ab. Unterwasserentfernungen von etwa 500 m konnten damit überbrückt werden. Zunächst soll das Gerät zwischen zwei oder mehr frei schwimmenden Tauchern angewendet werden, bei denen eine Kabelverbindung für die Nachrichtenübermittlung die Manövrierfähigkeit erheblich einschränken würde.

▼ **Ein Mikrofernsehgerät** hat die Sony Corporation (USA) herausgebracht. Das Gerät hat eine Bildschirmbreite von 12,7 cm, 82 Kanäle, eine Masse von 4 kg und kann wahlweise an eine Batterie oder an das normale Stromnetz angeschlossen werden.

▼ **Ein 100-mW-Reflexklystron** für eine Frequenz von 10,5 GHz entwickelte die amerikanische Firma Westinghouse.

▼ **Ein zweiter Atomeisbrecher** wird in der Sowjetunion projektiert. Er soll 1971 fertiggestellt sein. Im Gegensatz zur „Lenin", die mit drei Reaktoren ausgerüstet ist, wird das zweite Schiff mit zwei Reaktoren arbeiten.

„Quantenuhr" gestattet exakte Zeitmessung

Mit einer „Quantenuhr" messen die Mitarbeiter des Instituts für Radiotechnik und Elektronik der tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften die Zeit. Das Kernstück dieser Uhr ist ein Ammoniak-Maser, ein quantenelektronischer Generator mit Ammoniak als aktivem Medium, der mit einer konstanten Frequenz schwingt. Diese Frequenz ist keinerlei äußeren Einflüssen unterworfen und nur durch die innere Anordnung der Energieniveaus in den Gasmolekülen bestimmt.
Im Vergleich mit Quarz- und Pendeluhren, die dem Einfluß der Umgebungstemperatur, der Luftfeuchtigkeit und der Werkstoffeigenschaften unterliegen, ist die Quantenuhr bedeutend genauer. Ihre Gangungenauigkeit beträgt nur etwa eine Sekunde in 33 000 Jahren.

Neues japanisches Farbfernsehgerät

Die japanischen „Sony"-Werke haben ein sogenanntes Einstrahl-Farbfernsehgerät entwickelt. Die von dem Apparat wiedergegebenen Bilder sollen eine Lichtstärke besitzen, die den Lichtwert der Bilder üblicher amerikanischer Farbfernsehgeräte um das Fünffache übertrifft.
Das neue japanische Gerät wurde auf der Grundlage von Entdeckungen des kalifornischen Nobelpreisträgers Dr. Lawrence konstruiert. Die Japaner benutzen allerdings nicht drei, sondern nur ein Strahlsystem in der Farbbildröhre. Außerdem wird das Bild auf dem Bildschirm nicht aus Punkten, sondern aus vertikalen Streifen zusammengesetzt. Zwischen dem Elektronenstrahlsystem und dem Bildschirm der Bildröhre ist zu diesem Zweck ein Netz aus sehr feinen, parallel zueinander in vertikaler Richtung verlaufenden Drähten angeordnet, das für die einwandfreie Farbbildübertragung sorgt.
Die neue japanische Farbfernsehbildröhre ist wesentlich einfacher konstruiert und beträchtlich kleiner als bisher übliche Bildröhren für Farbfernsehgeräte. Die „Sony"-Werke haben mit ihr zum ersten Mal eine Bildröhre nach dem Lawrence-Prinzip gebaut, deren Patente jedoch noch einer amerikanischen Gesellschaft gehören.

PAL-Vorführungen im RFZ

Im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt, Berlin-Adlershof, demonstrierte am 24. November 1964 der Leiter der Fernsehgrundlagenentwicklung der Telefunkengesellschaft, Dipl.-Ing. Walter Bruch, vor Fachleuten der DDR das von ihm entwickelte Farbfernsehverfahren PAL (Phase Alternation Line). Im Vordergrund der Vorführungen stand natürlich der Nachweis der Vorzüge dieses Systems, das als verbesserte Variante des amerikanischen NTSC-Systems bezeichnet wurde. Hierbei wurde die relativ einfache Umwandlung von NTSC-Signalen in PAL-Signale und umgekehrt besonders hervorgehoben und demonstriert.

„Microvision" erleichtert Blindlandungen

Ein Pilot kann die Landebahn eines Flughafens bei Nebel ebenso deutlich erkennen wie bei klarem Wetter durch das Frontfenster seiner Kanzel, wenn Landebahn und Pilotenkanzel mit den Geräten des neuen amerikanischen „Microvision"-Systems ausgerüstet sind. Die seitlichen Begrenzungen der Rollfelder werden auf den Flughäfen durch Ketten aus starken Lichtern gekennzeichnet, die aber bei einer richtigen „Waschküche" nicht zu sehen sind. Im „Microvision"-System wird nun jede Lichtbake durch einen Kurzwellensender ergänzt. Die im Mikrowellenbereich ausgestrahlten Signale dieser Sender werden von einem Empfangsgerät in der Pilotenkanzel aufgenommen. Der Empfänger macht diese Signale als Lichtpunkte auf dem Bildschirm einer Katodenstrahlröhre sichtbar, und zwar so, daß die Punkte auf dem Schirm in der gleichen Konfiguration erscheinen, wie sie auf dem Flugplatz angeordnet sind.
Dieses Abbild der Senderketten wird auf das halb reflektierende Frontfenster projiziert. Die Halbverspiegelung der Fensterscheibe behindert die Sicht des Piloten nicht, aber bei Nebel sieht er die darauf projizierten Lichtpunkte, die genau der Lage der Begrenzungssender an der Landebahn entsprechen. Es erscheint somit vor ihm das gleiche Bild, das er sonst auch zu sehen gewohnt ist: Lichtketten, die das Rollfeld säumen. Und wenn bei der Annäherung an die Landebahn deren Baken aus dem Nebel auftauchen, kommen sie mit diesen Lichtketten zur Dekkung.

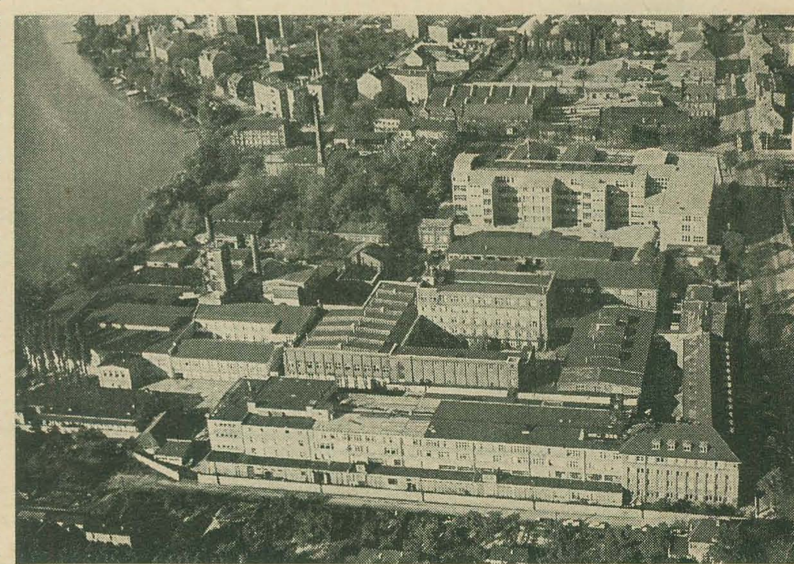
15 Jahre VEB Funkwerk Köpenick

Am 15. Dezember kann der VEB Funkwerk Köpenick sein 15jähriges Bestehen feiern. Seine Aufgaben lagen seinerzeit insbesondere auf den Gebieten der Sicherungstechnik für Bahnen und Bergbau, der Regeltechnik, der industriellen Hochfrequenzerwärmung und der Meßtechnik.
Am 6. Juni 1952 wurde der erste im Funkwerk entwickelte und gebaute Rundfunksender in Berlin-Köpenick seiner Bestimmung übergeben. Gleichzeitig begann der Umbau und die Modernisierung der bereits vorhandenen Rundfunksender der DDR.
Das Funkwerk exportiert in 20 Länder der Erde. Zu seinem derzeitigen Fertigungsprogramm gehören:

- kommerzielle Sende- und Empfangsanlagen bis 1 kW für Land und See
- Großsender für Rundfunk, Fernsehen und kommerzielle Dienste
- Echolote, Echografen und Fischsuchgeräte
- drahtgebundene Schiffsführungsanlagen

Großsender des Funkwerks Köpenick arbeiten in den verschiedensten Ländern. Zur Zeit wird eine Serie Kurzwellensender für Indonesien gefertigt.

Unser Bild zeigt die Luftaufnahme des an der Dahme im Berliner Stadtbezirk Köpenick liegenden Funkwerkes, das am 15. Dezember sein 15jähriges Bestehen feiert



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. DEZEMBERHEFT 24 1964

Ein Blick auf die elektronische Industrie Japans

Dipl.-Ing. JENS PETER REHAHN

Die japanische Elektronikindustrie hat in den letzten Jahren durch einen beispiellosen Aufschwung die Aufmerksamkeit der Welt auf sich gelenkt. Von 1958 bis 1962 betrug ihre Zuwachsrate 300 Prozent, wobei 1959 das Rekordjahr mit 78 Prozent war. Derartige Zahlen sind in der industriellen Entwicklung einmalig. Wenn die Zuwachsraten auch in den letzten Jahren nicht mehr solche Werte angenommen haben (aus Furcht vor einer Überproduktionskrise wurde auch von staatlicher Seite gebremst), so war die Steigerung von 14 Prozent, die 1962 gegenüber 1961 erreicht wurde, immer noch doppelt so hoch wie in den USA im gleichen Zeitraum. Immerhin hat der Rat der japanischen Elektronikindustrie, — ein Organ des Ministeriums für Industrie und Außenhandel —, für die Jahre 1962 bis 1967 einen Zuwachs von 71 Prozent zum Ziel gesetzt, und es besteht kein Zweifel, daß dieses Ziel erreicht werden wird, denn der 1960 begonnene Fünfjahrplan wurde 1963 bereits um 25 Prozent in seinen Produktionsziffern überschritten, — und machte damit die Aufstellung eines neuen Planes erforderlich.

An der Spitze: Heimelektronik

Den größten Anteil am Umsatz der elektronischen Industrie haben die Konsumgüter (Bild 1), und damit wird das Hauptmerkmal des japanischen Elektronikbooms berührt: Er wurde durch einen gewaltig angestiegenen Inlandsbedarf getragen.

Bei einer Einwohnerzahl von 93 Millionen Menschen wurden in 3 Jahren 10 Millionen Fernsehteilnehmer registriert, deren Gesamtzahl Ende 1962 etwa 12,6 Millionen betrug. In der Zahl der Fernsehempfänger liegt Japan damit in der Welt an dritter Stelle, hinter den USA und Großbritannien. Waren 1961 bereits 44,8 Prozent aller Haushalte versorgt, so wurden 1962 etwa 61,1 Prozent erreicht, d. h., daß hier bald eine gewisse Sättigung des Marktes eintreten wird.

Wertmäßig machen die Fernsehempfänger den Löwenanteil der Heimelektronik aus und stellen immerhin ein rundes Drittel der gesamten elektronischen Produktion dar. Von den 879 Millionen Dollar Wertumfang, den die Heimelektronik 1962 hatte, wurden 218 Millionen, oder rund 25 Prozent, exportiert, wovon über die Hälfte in die USA ging.

1962 standen der imponierenden Zahl von 4865000 hergestellten Fernsehempfängern etwa 15000000 Rundfunkempfänger gegenüber, wobei natürlich die Transistorempfänger den weitaus größten Teil ausmachen. Wie Bild 2 zeigt, ist der ohnehin geringe Anteil von Röhrenempfängern stark im Rückgang.

Schlüssel zum Erfolg: Bauelemente

Die Leistungsfähigkeit jeder elektronischen Industrie wird entscheidend durch ihre Bauelemente bestimmt. Auch hier hat sich in Japan eine erstaunliche Entwicklung vollzogen. Während bis 1957 der größte Teil der Bauelemente im eigenen Lande verbraucht wurde, setzte in den folgenden Jahren ein beständig ansteigender Export ein — jährliche Zuwachsrate 87 Prozent (siehe Bild 3).

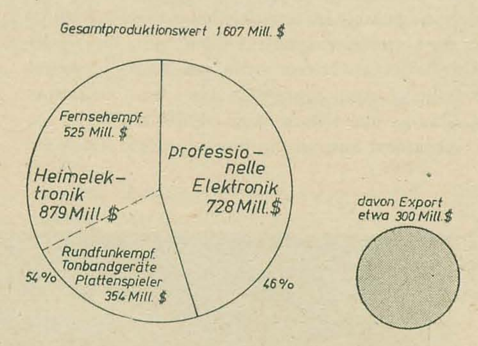


Bild 1: Japanische Elektronikproduktion 1962

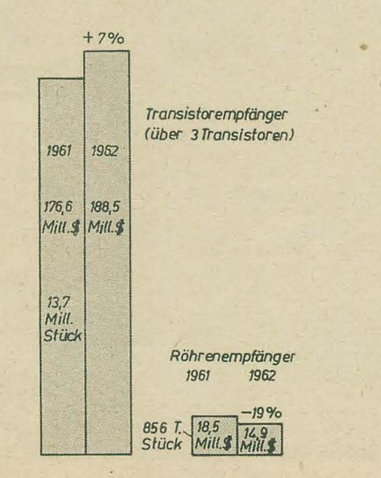


Bild 2: Produktion von Rundfunkempfängern in Japan

Heute gibt es in Japan etwa 20 größere Betriebe, die Halbleiterbauelemente herstellen, die wertmäßig rund ein Fünftel der gesamten Bauelementeproduktion ausmachen (wie Bild 4 zeigt).

1962 wurden 232 Millionen derartiger Bauelemente produziert, wobei das Rohmaterial, das Germanium, weitgehend aus den USA importiert wurde. Diese Abhängigkeit ist mit dem Übergang auf Silizium als Ausgangsmaterial im Schwinden, wobei gleichzeitig technische Vorteile hinzukommen.

Steigender Produktionsanteil: professionelle Elektronik

Der Export von Konsumgütern sieht sich zunehmenden Schwierigkeiten gegenüber, da deren Produktion auch in industriell weniger entwickelten Ländern ständig ansteigt oder neu aufgenommen wird und damit die Aufnahmefähigkeit der überseeischen Mächte abnimmt. Deshalb orientiert der Rat der japanischen Elektronikindustrie bereits seit längerer Zeit auf eine stärkere Entwicklung der professionellen Elektronik. Lag ihr Anteil 1960 noch unter 40 Prozent der gesamten Elektronik, so erreichte er 1962 bereits 46 Prozent, und bis 1967 will man ihn auf 49,5 Prozent erhöhen.

Dies ist jedoch nicht nur in bezug auf den Export von großer Bedeutung, sondern auch für die Entwicklung der übrigen Industrie. Bereits heute zählt Japan zu den Ländern, die den ausgedehntesten Gebrauch von den Einsatzmöglichkeiten der Funksende- und -empfangstechnik machen. Schon Ende 1961 waren 101588 Sende- oder Sende-Empfangsgeräte registriert, die sich auf die verschiedensten Frequenzbänder und Anwendungen verteilen. Ein wesentlicher Teil davon ist in Industrie und Handel eingesetzt. Auch der zunehmende Einsatz einfacher Handfunksprechgeräte im

27-MHz-Band, deren größter Produzent Japan ist, dürfte ein Grund für die hohe Zahl von registrierten Anlagen sein.

Auch in der drahtgebundenen Nachrichtentechnik ist eine bedeutende Steigerung vorgesehen. Für 1963 wird eine Jahresproduktion von 300 Millionen Dollar geschätzt, was gegenüber 1962 einem Zuwachs von 18 Prozent entspricht. Für die kommenden Jahre wird mit einer jährlichen Steigerung von 20 Prozent gerechnet, entsprechend der steigenden Nachfrage nach weiteren Telefonanschlüssen.

Elektronische Industrie: Riesen und Zwerge

Die Electronic Industries Association (EIA) zählt 432 Unternehmen als Mitglieder, die 500 000 Angestellte und Arbeiter direkt beschäftigen. Vier Unternehmen haben ein Kapital von über 100 Millionen Dollar, während 97 nur über ein Betriebskapital unter 10 000 Dollar verfügen, das kleinste sogar nur über 530 Dollar. Entsprechend unterschiedlich ist auch die Zahl der Beschäftigten: zwischen 66 000 und 7.

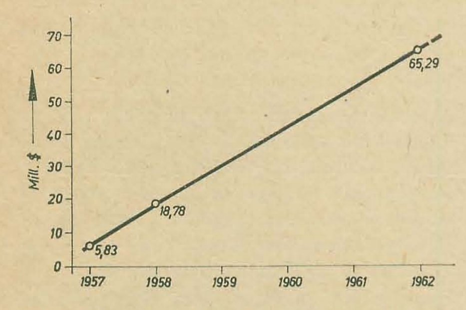


Bild 3: Entwicklung des japanischen Bauelemente-Exports

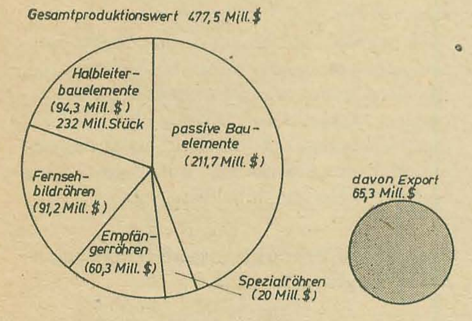


Bild 4: Japanische Bauelementeproduktion 1962

Führend in der Produktion von Halbleiterbauelementen ist Toshiba, ein Konzern mit 66 000 Beschäftigten, der 1958 begann, Transistoren herzustellen, und dessen Aktivität sich auf zahlreiche andere Gebiete der Elektronik erstreckt. Toshiba erfährt in den USA technische Unterstützung (Lizenzen) durch RCA und Western Electric.

Als weiterer führender Hersteller von Halbleiterbauelementen ist Matsushita mit dem Firmenzeichen „National" zu nennen, ein Unternehmen, das 30 000 Arbeiter und Angestellte beschäftigt, die bis vor kurzem ausschließlich Geräte der Heimelektronik herstellten, jetzt aber an einem umfangreichen Exportprogramm arbeiten. Im Ausland besteht Zusammenarbeit mit N. V. Philips in Holland.

Unter den großen Transistorproduzenten befindet sich auch ein kleinerer Betrieb, Sony, mit 4000 Beschäftigten (davon 600 Ingenieure), der sich vor allem auf dem Gebiet der Magnetbandgeräte einen Namen gemacht hat. Kürzlich wurde dort ein Gerät für Fernsehaufzeichnungen fertiggestellt, das nur zweimal so groß wie ein normales Tonbandgerät ist. Als einer der ersten Betriebe hat Sony die Herstellung von Tunneldioden aufgenommen, eines Bauelementes, das aufbauend auf den Arbeiten des Japaners Esaki nun bis zur Einsatzreife entwickelt wurde und zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten besitzt, wie sehr schnelle elektronische Schalter, rauscharme Verstärker usw.

Im Gegensatz zum Unternehmen wie Sony produziert NEC (Nippon Electric) Transistoren in größerer Zahl für den Export. NEC erwarb vor kurzem von Fairchild (USA) für 10 Jahre die Lizenz für die Anwendung des Planar-Verfahrens, der z. Z. fortgeschrittensten Halbleitertechnologie. Der Hauptvorteil des Planar-Verfahrens, bei dem die Emitter-Basis- und die Basis-Kollektorschicht auf verschiedenen Ebenen liegen, besteht im Entstehen einer schützenden Oxidschicht beim Diffusionsprozeß, wodurch sich geringere Leckströme und eine höhere Stromverstärkung bei kleinen Strömen ergeben, weil die sonst vorhandenen Oberflächenprobleme durch Verunreinigungen entfallen. NEC vergibt wiederum Unterlizenzen an andere japanische Hersteller.

Mit 55 000 Beschäftigten ist Hitachi der elftgrößte kapitalistische Konzern außerhalb der USA. Dieses Unternehmen mit 200 Millionen Dollar Kapital wendet jährlich 8 Millionen Dollar für Forschungszwecke auf. Das zentrale Forschungslaboratorium befindet sich in einem 23 ha großen Park in einem Vorort von Tokio. In verschiedenen Gebäuden ist dort ein Kernforschungszentrum, ein Halbleiterlaboratorium sowie ein Tieftemperaturlaboratorium untergebracht. Ein moderner Bau ist das achtstöckige Odaira Memorial Laboratory, auf das ein neunstöckiger Turm für Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der Mikrowellennachrichtenverbindungen aufgebaut ist.

Einer der größten Produzenten von Bauelementen ist Toko Coil, wo ein großer Teil der Miniatur-ZF-Filter für Transistorempfänger sowie andere Bauelemente wie Miniaturdrehkondensatoren und Widerstände für Transistorempfänger hergestellt werden. Die ZF-Filter werden auf halb- oder vollautomatischen Maschinen gewickelt. 1963 wurde eine vollautomatische Fertigungsstraße für Widerstände mit beiden Anschlüssen an einer Seite (für gedruckte Schaltung) in Betrieb genommen, die eine Tageskapazität von etwa einer halben Million Widerständen hat.

Japanische Lebensnotwendigkeit: Export

Als rohstoffarmes Land ist Japan auf seinen Export angewiesen und unternimmt deshalb große Anstrengungen, um ihn zu fördern. Seit kurzem werden diese Bemühungen auch auf die sozialistischen Länder ausgedehnt, wenn auch durch die von den USA auferlegten Embargobestimmungen (COCOM) eine Reihe von Erzeugnissen der professionellen Elektronik nicht in die sozialistischen Länder exportiert werden darf, obwohl dort Interesse dafür bestünde. Im Sommer vergangenen Jahres hat die „Association for the Promotion of International Trade" (Gesellschaft zur Förderung des Außenhandels) in Moskau eine Industrieausstellung veranstaltet, über die an anderer Stelle bereits ausführlich berichtet wurde [1] [2].

Auch auf anderen Märkten erringt Japan in Konkurrenz mit führenden Firmen des westlichen Auslandes Erfolge, die zunehmend die Leistungsfähigkeit der Elektronikindustrie unter Beweis stellen. So hat NEC den Auftrag erhalten, in Australien eine Mikrowellenrichtfunkverbindung über eine größere Strecke von Brisbane nach Cairns aufzubauen. Neben den Telefoniekanälen soll ein Fernsehkanal übertragen werden. Die von Australien bestellten Geräte sind bis auf die Wanderfeldröhren volltransistorisiert.



Bild 5: Sony 5-303 W, tragbarer transistorisierter Fernsehempfänger mit 13-cm-Bildröhre

Hinter den Kulissen des Elektronikbooms: Licht und Schatten

Für die raschen Fortschritte der Elektronik in Japan und die Erfolge japanischer Erzeugnisse auf dem Weltmarkt gibt es eine Reihe von Gründen.

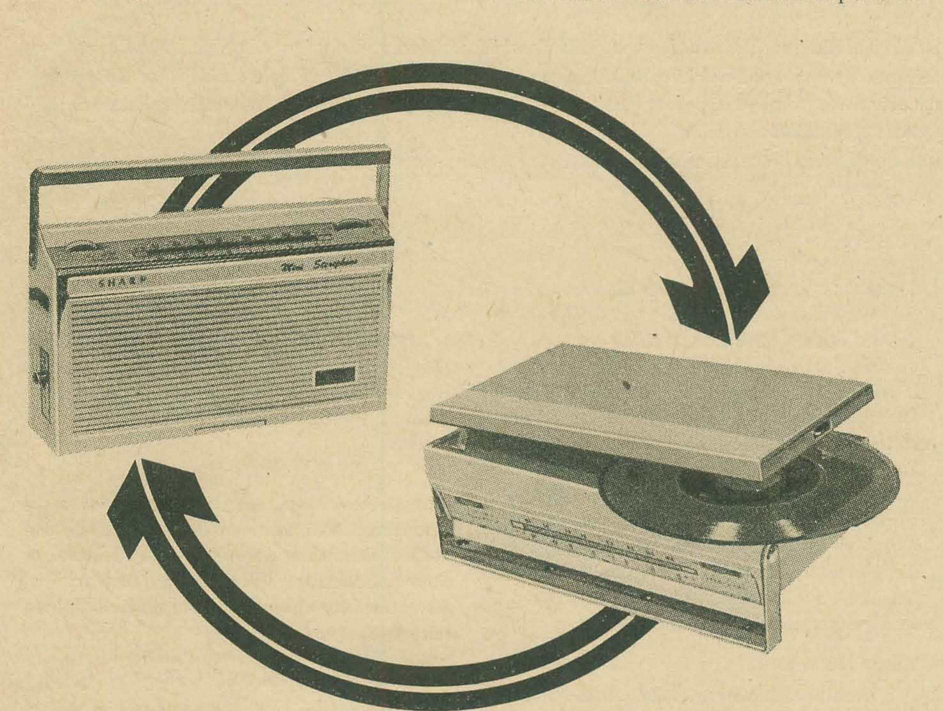


Bild 6: Sharp BXG-700, Rundfunkempfänger mit zwei Frequenzbereichen (MW und KW) kombiniert mit 2-tourigem Plattenspieler (45 und 33¹/₃ U/min)

Früher war in der industriellen Produktion Japans der Nachbau ausländischer Erzeugnisse hervorstechend, und für die Elektronik traf dies bis vor einer Reihe von Jahren auch zu. Heute ist es der japanischen Elektronikindustrie jedoch auf einigen Gebieten bereits gelungen, selbst Spitzenleistungen hervorzubringen. Nicht zuletzt tragen die Yagi-Antenne und die Esaki-(Tunnel)-Diode japanische Namen.

Grundlage dafür ist eine umfangreiche und zielbewußte Forschungsarbeit, die zu einem wesentlichen Teil von der Industrie getragen wird und daher praxisverbunden ist. Das bereits genannte Forschungszentrum von Hitachi ist ein Beispiel dafür.

In Japan hat man die Bedeutung der Halbleiterbauelemente, besonders des Transistors, sehr früh erkannt. Mag sein, daß dieses Bauelement und die Möglichkeiten, die es bietet, der japanischen Mentalität mit ihrer traditionellen Neigung zur Kleinheit und Präzision besonders entgegenkam. Fest steht, daß man in seiner Anwendung sehr ideenreich von der Heimelektronik bis zur professionellen Elektronik ist.

Nicht zuletzt spielt die ständig steigende Anwendung elektronischer Hilfsmittel in der übrigen Industrie — eine Auswirkung des harten Konkurrenzkampfes — eine wesentliche Rolle beim starken Anwachsen des Inlandsbedarfs.

Die Bildung von Millionenvermögen auf der einen und Lohnstreiks auf der anderen Seite zeigen jedoch, daß die Früchte des Elektronikbooms ungleichmäßig verteilt sind. Auch die Handelspolitik benachteiligt kleinere Betriebe zugunsten der großen Konzerne, ein Grund, weshalb solche Betriebe in den sozialistischen Ländern nach neuen Absatzmöglichkeiten suchen.

Die Arbeitsintensität in den japanischen Betrieben ist sehr hoch. Der Fleiß der Japaner ist in der Welt bekannt. Der größte Teil der Montagearbeiten wird von jungen Mädchen ausgeführt, deren Löhne nur etwa 40 Prozent der Männerlöhne betragen. In Großbetrieben sind sie oftmals in werkseigenen Internaten mit großen Schlafsälen untergebracht.

Junge Arbeitskräfte — auch Ingenieure — werden relativ niedrig bezahlt. Damit hängt sicher auch zusammen, daß der Japaner im Durchschnitt erst mit 32 Jahren heiratet. In Großbetrieben bringt man auch junge Ingenieure in Internaten unter und nützt das dazu aus, sie noch nach der Arbeitszeit weiter auszubilden. In jedem Fall, ob Ingenieur oder Arbeiter, der Durchschnittsverdienst der Japaner liegt gegenwärtig noch erheblich unter dem seiner ausländischen Kollegen in anderen hochindustrialisierten Ländern.

Spektrum der Erzeugnisse: Vom Transistorempfänger bis zur Satellitenstation

Die Transistorisierung hat auch vor dem Fernsehempfänger nicht Halt gemacht. Heute gibt es bereits ein ganzes Spektrum tragbarer transistorisierter Geräte. Bei Sony hat das kleinste Gerät eine Bildröhre mit 10 cm Diagonale, ist für Netz- oder Batteriestromversorgung eingerichtet (Leistungsaufnahme aus der eingebauten 12-W-Batterie nur 3,9 W!) und wiegt komplett 2,8 kp.

Bild 5 zeigt ein weiteres Gerät von Sony mit 13-cm-Bildröhre, das 25 Transistoren (z. T. Epitaxialtypen) und 20 Dioden enthält und 3,7 kp wiegt.

Wem dieses Bildformat noch zu klein erscheint, der kann ein transistorisiertes Gerät mit 23-cm-Bilddiagonale haben, das mit 5,3 kp auch noch als tragbar bezeichnet werden darf und auch schon mit den UHF-Kanälen lieferbar ist.

Wie klein man einen transistorisierten Empfänger mit Plattenspieler bauen kann, zeigt das im Bild 6 dargestellte Gerät von Sharp, das zwei Geschwindigkeiten (33¹/₃ und 45 U/min) abspielt und dessen geringe Abmessungen man durch Vergleich mit der eingelegten 17-cm-Platte ersieht.

Für das, was in Japan auf dem Gebiet der elektronischen Meßgeräte geleistet wird, sei auch ein Beispiel genannt. Als erste Firma der Welt brachte TAKEDA RIKEN einen elektronischen Zähler auf den Markt, dessen maximale Zählfrequenz — ohne Umsetzung — 100 MHz überschreitet. Das Gerät ist nur mit Halbleiterbauelementen bestückt, hat eine Einzeilenanzeige mit 9 Stellen und ist nur 520 mm breit, 93 mm hoch und 340 mm tief. Das eingebaute Frequenznormal hat eine Stabilität von $3 \cdot 10^{-9}$ je Tag. Während 1963 noch etwa die Hälfte der in Japan in Betrieb genommenen Elektronenrechner importiert werden mußte, soll dieser Anteil 1966 nur noch 20 Prozent betragen und bis 1970 völlig verschwinden. Dabei liegt Japan in der Aufstellung von Elektronenrechnern in der Welt an zweiter Stelle hinter den USA. In sechs Monaten wurden 1962 502 Elektronenrechner installiert.

Zuletzt noch eine Spitzenleistung auf dem Gebiete der Nachrichtentechnik: Die von KDD (Kokusai Denshin Denwa) gebaute Satelliten-Bodenstation Ibaraki, 100 km im Nordosten von Tokio, diente kürzlich für die Fernsehsendungen der Olympischen Spiele über den Pazifik. Die Station besitzt eine Parabolantenne mit 20 m Durchmesser. Die Signale werden einem von NEC entwickelten, sehr rauscharmen Empfänger für die Frequenz 4170 MHz zugeführt. Den Sender entwickelte Toshiba. Mit vier wassergekühlten Klystronsenderöhren erreicht er 3 kW Leistung auf der Frequenz 6 GHz mit einer Bandbreite über 25 MHz.

Der Empfänger hat zwei Vorstufen, die mit parametrischer Verstärkung arbeiten. Die erste wird, um die Rauschtemperaturen klein zu halten, mit flüssigem Stickstoff gekühlt. Er ist für den Empfang von 600 Telefoniekanälen oder einem Fernsehkanal eingerichtet. Die Station ist mit Tokio über eine 13-GHz-Richtverbindungsstrecke verbunden.

Literatur

[1] Rehahn, J. P.: Japanische Elektronik in Moskau. Nachrichtentechnik 13 (1963) H 12 S. U97—U99

[2] Rehahn, J. P.: In Moskau gesehen: Elektronik aus Japan. radio und fernsehen 13 (1964) H. 1 S. 12—14

Material für den vorstehenden, im September abgeschlossenen Artikel wurde außerdem folgenden Zeitschriften entnommen: Electronics Weekly (England), Audio (USA) und International Electronics (USA) sowie den Marktinformationen für Industrie und Außenhandel der DDR

Der Einsatz von Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen in elektrischen Meßgeräten

Ing. JOACHIM HERRFURTH

Mitteilung aus dem VEB Keramische Werke Hermsdorf

Anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1964 wurden vom VEB Keramische Werke Hermsdorf vier Applikationsmuster von Meßgeräten gezeigt, die mit Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen aufgebaut waren. Durch unterschiedliches Zusammenschalten von vier verschiedenen derartigen Bausteinen gelang es, drei Geräte zu entwickeln: Frequenzmesser, Rechteckgenerator und direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät.

Im folgenden sollen diese Geräte kurz beschrieben werden, doch wird vorher noch auf die Komplex-Mikroelektronik-Bausteine selbst eingegangen.

Komplex-Mikroelektronik-Bausteine

Die Vorteile, die sich durch die Transistorisierung von Meßgeräten gegenüber röhrenbestückten Geräten ergeben, sind allgemein bekannt und brauchen an dieser Stelle nicht besonders erwähnt zu werden. Durch den Einsatz von Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen (KMB) werden einzelne Baugruppen zusammengefaßt. Diese KMB lassen sich vollautomatisch fertigen und besitzen den Vorteil, daß sie vor dem Zusammenschalten zu kompletten Geräten einzeln überprüft werden können. Ganze Geräte bestehen dann nur noch aus der Zusammenschaltung mehrerer solcher KMB, wobei u. U. einzelne Bauelemente (z. B. Kondensatoren und Induktivitäten), bedingt durch ihre Größe, außerhalb der KMB untergebracht werden müssen. Für die oben erwähnten drei Geräte wurden folgende vier KMB entwickelt, die sich z. Z. aber noch nicht im Standardprogramm von KWH befinden:

- astabiler Multivibrator
- Verstärkerstufe
- Schmitt-Trigger
- Gleichrichterbaustein

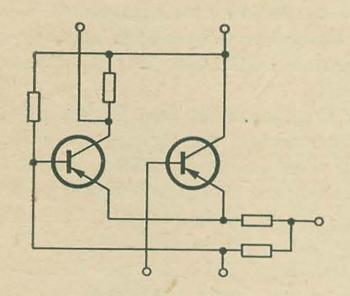


Bild 1: Astabiler Multivibrator

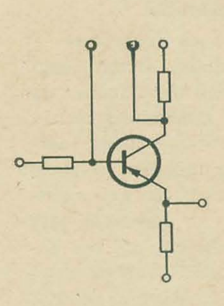


Bild 2: Verstärkerbaustein

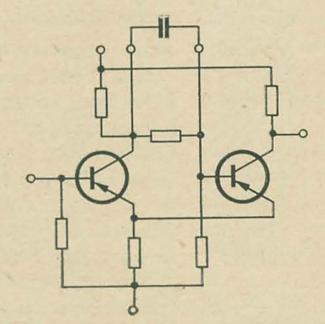


Bild 3: Schmitt-Trigger

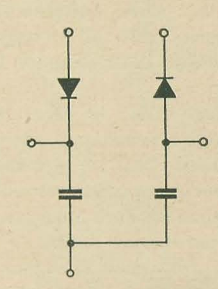


Bild 4: Gleichrichterbaustein

Astabiler Multivibrator

In diesem Baustein sind zwei Transistoren und vier Widerstände untergebracht (Bild 1). Es handelt sich hierbei um einen emittergekoppelten Multivibrator, ähnlich dem bekannten katodengekoppelten Multivibrator der Röhrentechnik. Durch das Einfügen eines gemeinsamen Emitterwiderstandes für beide Transistoren erhält man eine gute Konstanz ihrer Parameter gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur und Speisespannungsschwankungen. Vom Kollektor des ersten Transistors erfolgt eine kapazitive Kopplung auf die Basis des zweiten. Diese Kapazität, zusammen mit dem an der Basis des zweiten Transistors liegenden Widerstand, über den die Vorspannung zugeführt wird, ist maßgebend für die Frequenz, auf der dieser Multivibrator arbeitet. Eine annähernd rechteckförmige Ausgangsspannung kann bei diesem Multivibrator am Kollektorwiderstand der ersten Stufe abgenommen werden. Eine Auskopplung kann auch am gemeinsamen Emitterwiderstand erfolgen. Hier ergibt sich der Vorteil, daß der dort angeschlossene Belastungswiderstand fast ohne Rückwirkung auf die Arbeitsweise des Multivibrators bleibt; jedoch ist an diesem Punkt auch die Ausgangsspannung verhältnismäßig klein.

Verstärkerbaustein

Der Verstärkerbaustein ist so ausgelegt, daß er sowohl in Emitter- als auch in Kollektorschaltung betrieben werden kann (Bild 2). Der Baustein enthält einen Transistor und drei Widerstände, wobei sich je ein Widerstand im Kollektor-, Emitter- und Basiskreis befindet. Der Widerstand im Basiskreis dient zur Begrenzung des Basisstromes und soll verhindern, daß davorliegende Baustufen durch den Basisstrom zu stark belastet werden.

Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger enthält zwei Transistoren und sechs Widerstände (Bild 3). Seine Schaltung ist allgemein bekannt. Er ist speziell ausgelegt zur Verarbeitung hoher Frequenzen (max. 150 kHz). Eine auf seinen Eingang gegebene Wechselspannung beliebiger Kurvenform erscheint am Ausgang rechteckförmig, wobei das Tastverhältnis der Ausgangsspannung abhängig ist von der Kurvenform der Eingangsspannung. Um eine möglichst gute Flankensteilheit der Ausgangsspannung bei hohen Frequenzen zu erreichen, wird die schädliche Eingangskapazität des zweiten Transistors kompensiert, indem parallel zur galvanischen Verbindung Kollektor 1. Transistor — Basis 2. Transistor eine Kapazität C gelegt wird. Diese Kapazität ist nicht im Baustein enthalten, sondern muß nach bester Kurvenform der Ausgangsspannung ausgesucht und außen angeschaltet werden.

Gleichrichterbaustein

Der Gleichrichterbaustein enthält zwei Kondensatoren und zwei Dioden. Durch die gewählte Schaltung werden beide Halbwellen einer angelegten Wechselspannung gleichgerichtet, wobei eine Spannungsverdopplung erfolgt (Bild 4).

Frequenzmesser

Technische Daten	
Meßbereich:	10 Hz bis 100 kHz unterteilt in 7 Einzelbereiche
Genauigkeit:	±2% vom Endausschlag
Eingangsspannung:	0,5 bis 250 V
Stromversorgung:	220 V ± 20% ≈ 5 VA

Zur Realisierung dieses Gerätes wurden zwei Verstärkerbausteine, ein Schmitt-Trigger und ein Gleichrichterbaustein, benötigt. Das Gerät arbeitet nach dem bekannten Prinzip, daß eine Eingangsspannung, gleich welcher Kurvenform, in eine frequenzgleiche amplitudenkonstante Rechteckspannung umgesetzt wird. Diese Spannung wird mit einem RC-Glied differenziert. Nach anschließender Gleichrichtung und Integration gelangt dieser Strom auf ein Meßinstrument. Der Strom ist proportional der Frequenz, und somit kann das Instrument unmittelbar in Frequenzwerten geeicht sein.

Nach Bild 5 gelangt im Versuchsmuster die Eingangsspannung über einen Spannungsteiler, der aus R_1 und zwei nach Masse liegenden antiparallel geschalteten Dioden besteht, auf die Basis des ersten Verstärkerbausteins. Durch die unlineare Kennlinie der Dioden ändert sich das Spannungsteilerverhältnis in Abhängigkeit von der Größe der Eingangsspannung. Die Spannung am Verstärkerbaustein ist also selbst bei einer großen Änderung der Eingangsspannung annähernd konstant. Zur Frequenzkompensation liegt parallel zu R_1 noch ein Kondensator. Die erste Verstärkerstufe arbeitet in Emitterschaltung. Damit sich eine niedrige untere Grenzfrequenz ergibt, ist die zweite Verstärkerstufe galvanisch mit der ersten verbunden. Sie arbeitet zur Erreichung eines niedrigen Ausgangswiderstandes in Kollektorschaltung. Die Ausgangsspannung gelangt kapazitiv auf den anschließenden Schmitt-Trigger. Am Ausgang des Schmitt-Triggers erhält man dann eine Rechteckspannung, deren Amplitude völlig unabhängig von der Spannung am Eingang des Gerätes ist. Diese Eingangsspannung gelangt je nach Meßbereich über die wahlweise einschaltbaren Kondensatoren C_1 bis C_7 auf den Gleichrichterkreis. Über den Innenwiderstand des Gleichrichterkreises und der eingeschalteten Kapazität erfolgt die beschriebene Differentiation. Das an den Gleichrichterkreis angeschlossene Instrument zeigt die auf den Eingang gegebene Frequenz an. Die im Gleichrichterbaustein vorgesehenen Kondensatoren reichen bei niedrigen Meßfrequenzen nicht mehr zur Glättung aus. Außerhalb des Bausteins sind deshalb nochmals zwei größere Kapazitäten parallel geschaltet. Der parallel zum Instrument liegende Widerstand dient zur Bedämpfung.

Im Gerät ist eine Eichmöglichkeit mit Netzfrequenz vorgesehen. Der Bereichsschalter ist hierzu mit dem Eingangsumschalter gekoppelt. In der Stellung „Eichen" gelangt auf den Eingang des Gerätes eine 50-Hz-Spannung, wobei der 100-Hz-Bereich eingeschaltet wird. Durch Ändern der Betriebsspannung des Schmitt-Triggers mit dem Regler „Eichen" wird das Instrument auf die Eichmarke eingestellt.

Im Gerät ist eine Kontrollmöglichkeit vorgesehen, um zu überprüfen, ob die Größe der angelegten Eingangsspannung zur sicheren Anzeige ausreicht. Theoretisch erfolgt unter einer bestimmten Eingangsspannung keine Anzeige am Instrument. Über einen gewissen Schwellwert muß die Anzeige dann sofort richtig erfolgen.

In der Praxis zeigt sich jedoch, speziell bei der Messung höherer Frequenzen, daß in einem kleinen Bereich die Anzeige etwas von der Größe der Eingangsspannung abhängig ist (dieser Wert lag beim Mustergerät unter 0,3 V). Zur Kontrolle, ob die angelegte Eingangsspannung ausreicht, wird über eine Taste das Teilverhältnis des Eingangsspannungsteilers verkleinert.

Bei genügend großer Eingangsspannung darf sich dann am Anzeigeinstrument keine Ausschlagänderung ergeben.

Die Stromversorgung erfolgt aus dem Netz über einen Transformator und eine Einweggleichrichtung. Die Betriebsspannung wird mit einer Zenerdiode stabilisiert, so daß Netzspannungsschwankungen von ± 20% ohne Einfluß auf die Anzeige bleiben.

Rechteckgenerator

Technische Daten

Frequenzbereich:	30 Hz bis 100 kHz unterteilt in 7 Einzelbereiche
Frequenzgenauigkeit:	± 5% vom Skalenendwert
Ausgangsspannung:	$0 \cdots 1{,}5\ V_{SS}$
Innenwiderstand:	0 bis 100 Ω je nach Stellung des Ausgangsspannungsreglers
Stromversorgung:	220 V ± 20% ≈ 5 VA

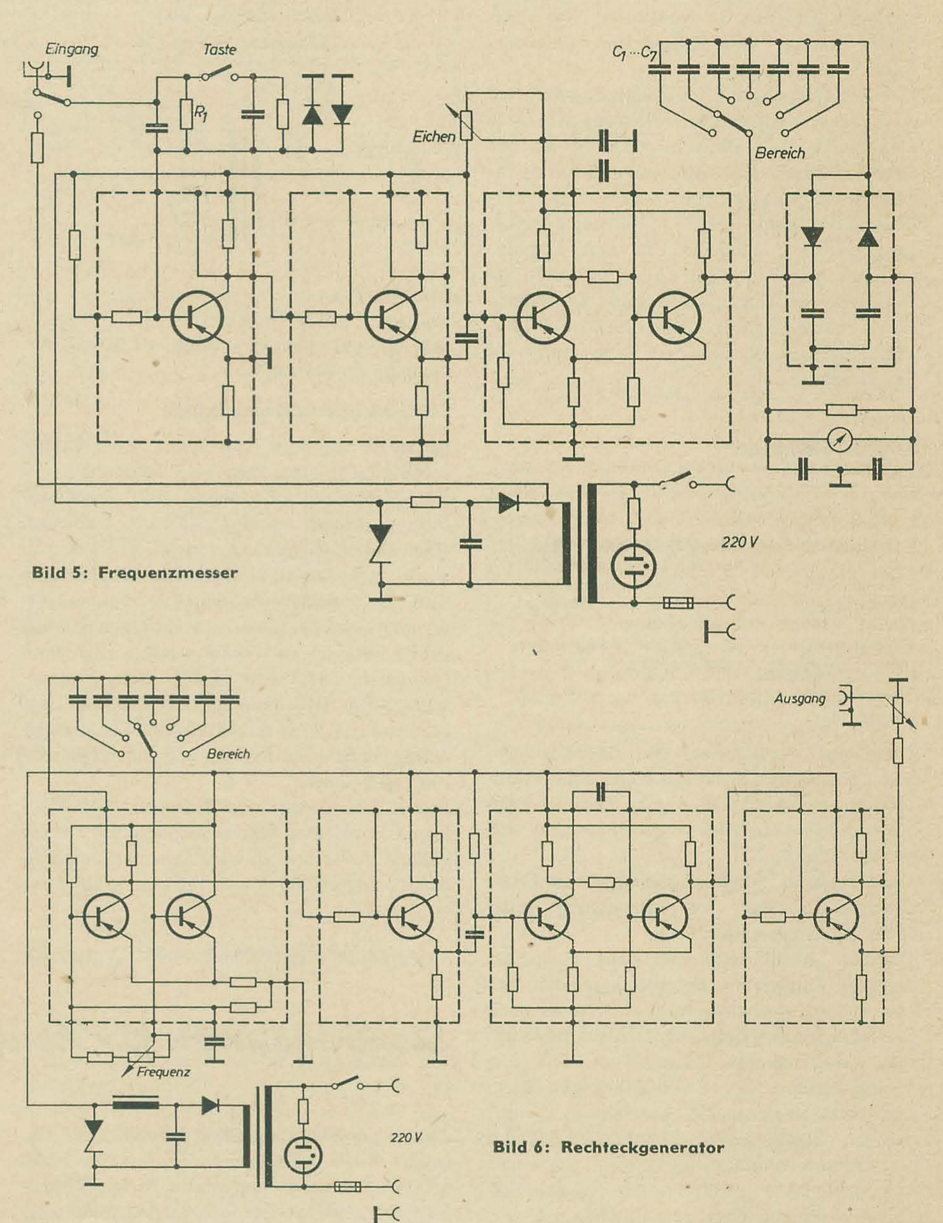


Bild 5: Frequenzmesser

Bild 6: Rechteckgenerator

In diesem Gerät befinden sich ein Multivibrator- und ein Schmitt-Triggerbaustein sowie zwei Verstärkerbausteine (Bild 6). Der astabile Multivibrator arbeitet, wie schon oben beschrieben, mit Emitterkopplung. Die Frequenzeinstellung erfolgt grob mit Hilfe umschaltbarer Kapazitäten, die vom Kollektor des ersten Transistors nach der Basis des zweiten liegen. Fein wird die Frequenz mit einem von der Basis nach der Vorspannung liegendem Potentiometer eingestellt. Zur Bereichsdehnung ist diesem Potentiometer ein Festwiderstand in Serie geschaltet. Im allgemeinen werden bei Frequenzänderung in Multivibratoren, die symmetrisch aufgebaut sind, zwei Kondensatoren bzw. Widerstände variiert. Der Vorteil der hier gewählten Schaltung liegt darin, daß nur ein Kondensator bzw. ein Widerstand geändert werden muß. Hierbei tritt allerdings der Nachteil auf, daß beim Betätigen des Potentiometers das Tastverhältnis der Ausgangsspannung nicht immer 1 : 1 bleibt, sondern sich etwa im Verhältnis 1 : 0,8 bis 1 : 1,2 ändert. Die Ausgangsspannung des Multivibrators entspricht keineswegs einem idealen Rechteck. Zur Verbesserung der Kurvenform wird dem Multivibrator ein Schmitt-Trigger nachgeschaltet. Um den niederohmigen Eingangswiderstand des Schmitt-Triggers an den verhältnismäßig hochohmigen Multivibrator anzupassen, befindet sich zwischen beiden ein Impedanzwandler. Dieser besteht aus dem schon beschriebenen Verstärkerbaustein, der in Kollektorschaltung betrieben wird.

Um Rückwirkungen vom Ausgang des Gerätes auf die Arbeitsweise des Schmitt-Triggers zu vermeiden, liegt hinter dem Schmitt-Trigger eine Trennstufe, die zur Erreichung eines

niedrigen Ausgangswiderstandes auch wieder in Kollektorschaltung arbeitet. Der im Emitterkreis liegende Arbeitswiderstand ist als Potentiometer ausgebildet, um die Amplitude der Ausgangsspannung variieren zu können. Dadurch ist der Ausgangswiderstand des Generators nicht konstant, sondern von der Regelungsstellung abhängig. Wird bei voll aufgedrehtem Ausgangsspannungsregler der Ausgang kurz geschlossen, so führt dies zu einer Zerstörung des Transistors der letzten Stufe, da dann der Kollektorstrom zu hohe Werte annimmt. Um dies zu verhindern, liegt zwischen Emitter und Regler ein Vorwiderstand.

Die Betriebsspannung des Rechteckgenerators wird über eine Einweggleichrichtung dem Netz entnommen. Die Betriebsspannung ist mit einer Zenerdiode stabilisiert, so daß Netzspannungsschwankungen von ±20% ohne Einfluß auf die Frequenz und Amplitude der Ausgangsspannung bleiben. Um den Brummspannungsanteil genügend klein zu halten, ist zwischen Siebkondensator und Zenerdiode eine Drossel eingefügt. Der ohmsche Widerstand der Drossel dient zur Begrenzung des Zenerstromes.

Kapazitätsmesser

Technische Daten	
Meßbereich:	0 ··· 100 pF bis 0 ··· 0,1 μF unterteilt in 7 Einzelbereiche
Genauigkeit:	±1% vom Endausschlag
Meßfrequenz:	≈150 kHz bis ≈150 Hz je nach Bereich
Meßspannung:	≈4,5 V (rechteckförmig)
Stromversorgung:	220 V ± 20% ≈ 5 VA

Das Gerät arbeitet nach dem in [1] angegebenen Verfahren. Es ist mit einem Multivibrator-, einem Verstärker-, einem Schmitt-Trigger- und einem Gleichrichterbaustein aufgebaut (Bild 7).

Die drei ersten Bausteine dienen, genau wie im Rechteckgenerator, zur Erzeugung einer rechteckförmigen Spannung.

Das im Rechteckgenerator zur Frequenzregelung eingebaute Potentiometer ist hier durch einen Festwiderstand ersetzt. Je nach Meßbereich erfolgt eine Umschaltung der frequenzbestimmenden Kapazitäten. Die Betriebsspannung des Schmitt-Triggers kann über einen Regler in kleinen Grenzen variiert werden, wodurch eine Eichmöglichkeit des Gerätes gegeben ist.

Die rechteckförmige Spannung des Schmitt-Triggers gelangt über den Prüfling auf den Gleichrichterkreis. Hier erfolgt, genau wie beim Frequenzmesser, über Prüflingskapazität und Innenwiderstand des Gleichrichterkreises eine Differentiation. Das Instrument zeigt den Mittelwert des Gleichstromes an. Dieser Gleichstrom ist proportional der Kapazität des Prüflings, wodurch das Instrument unmittelbar in Kapazitätswerten geeicht sein kann. Der Bereichsschalter besitzt eine Stellung „Eichen". Hierbei wird ein 1-nF-Kondensator an die Meßbuchsen gelegt und der 1-nF-Bereich eingeschaltet. Mit dem Regler „Eichen" wird dann das Instrument auf Vollausschlag gebracht. Im kleinsten Meßbereich können Kapazitätswerte von etwa 3 pF noch ohne weiteres abgelesen werden.

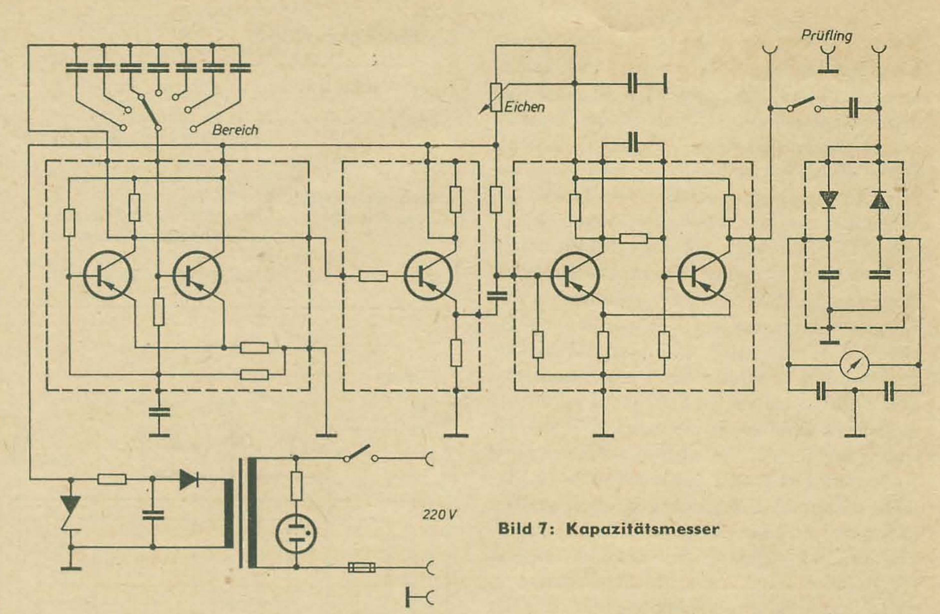


Bild 7: Kapazitätsmesser

Die Stromversorgung erfolgt hier genau wie bei dem Frequenzmesser.

Servicekapazitätsmeßgerät

Dieses Gerät ist in dem bekannten Gehäuse der Vielfachmesser vom VEB Meßgerätewerk Karl-Marx-Stadt eingebaut. Die Stromversorgung erfolgt aus einer Batterie, wobei bei einer Betriebsspannung von 4,5 V ein Strom von 6 mA benötigt wird. Die Meßbereiche sind die gleichen wie beim netzbetriebenen Kapazitätsmeßgerät. Die Genauigkeit beträgt jedoch durch Verwendung eines kleineren Meßinstrumentes nur ±2% vom Endausschlag. Die Meßspannung am Prüfling liegt bei etwa 1,5 V (rechteckförmig). Schaltungsmäßig ist das Gerät genau wie das netzbetriebene aufgebaut.

Durch den Einsatz von Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen war es möglich, die Geräte äußerst stabil und mit kleinen mechanischen Abmessungen (200 mm × 140 mm × 120 mm) aufzubauen. Der Einsatz von Spannbandmeßwerten führte zu einer guten Meßgenauigkeit und Robustheit der Geräte. Trotz Verwendung von Transistoren liegt durch die fast vernachlässigbare Eigenerwärmung der Geräte ihre Konstanz höher als bei gleichartigen Röhrengeräten. Die Geräte sind unmittelbar nach dem Einschalten betriebsbereit.

Zusammenfassung

Anhand der beschriebenen Meßgeräte wurde gezeigt, daß sich durch unterschiedliches Zusammenschalten einzelner Baugruppen verschiedenartige Geräte aufbauen lassen. Durch Verwendung von Komplex-Mikroelektronik-Bausteinen ergibt sich eine einfache Möglichkeit der Bestückung.

Literatur

[1] Herrfurth, J.: Ein Kapazitätsmeßverfahren mit direkter Anzeige. radio und fernsehen 12 (1963) H. 10 S. 318 und 319

Elektronenhirn für Neubauten

Die traditionelle Bauweise, ein Stein, ein Kalk, gehört heute weitgehend der Vergangenheit an. Die Bauweise der Neuzeit ist der Rhythmus des Fließbandes. Seit August 1964 wird in Moskau der Rhythmus dieses „Fließbandes" von dem Elektronenhirn „Ural-4" angegeben, das sich im wissenschaftlichen Forschungsinstitut der Moskauer Bauverwaltung befindet. Wird in das Elektronenhirn eingespeichert, was auf den Baustellen vor sich geht, wo sich z. B. die Kräne und Planierraupen befinden, stellt „Ural-4" anhand der Baupläne fehlerlos den Plan der täglichen Einzelteillieferungen für einen ganzen Monat im voraus zusammen.

Bei einem Blick auf das Ergebnis erkennt man, daß z. B. morgen 77 Wandplatten vom Typ NI-24-I, 24 Treppenaufgänge LM-30-11 sowie 27 Einzelteile vom Typ Sch-I . . . zur Montagestelle geliefert werden müssen.

In einem Nebenraum arbeitet eine Rechen-Perforiermaschine, die den Transportplan zusammenstellt. Dieser Plan enthält sämtliche Baustellen, Kraftfahrzeugparks und Zulieferbetriebe. In ihm ist angegeben, wann welcher Wagen zum Werk kommen, welche Anzahl bestimmter Einzelteile er aufnehmen und wieviel Fahrten er machen muß. Dieser von der Maschine zusammengestellte Plan liegt im Dispatcherpunkt des Kraftfahrzeugparks und im Vorarbeiterraum des Werkes.

Die Zukunft für das Moskauer Bauwesen ist ein lenkendes Rechenzentrum. Zwei moderne Rechenmaschinen werden das im Bau befindliche Moskau untereinander aufteilen. Eine wird das Bauen planen, und die andere wird die operativen Arbeiten kontrollieren.

(APN)

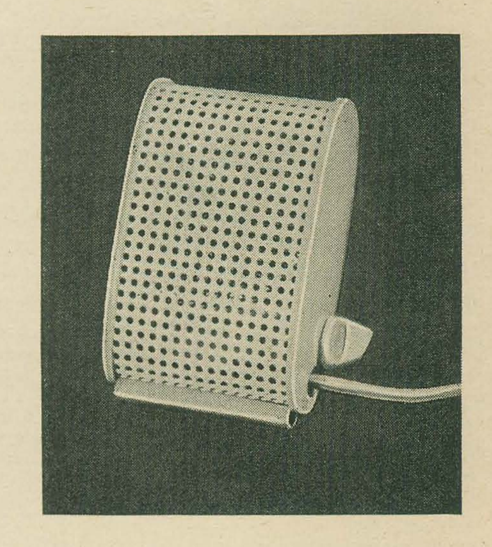
KM 7063 N

– ein niederohmiges Kristallmikrofon für Transistorverstärker

Ing. JOHANNES RAUE und Dipl.-Ing. HAGEN PFAU

Mitteilung aus FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK (FEE), Leipzig

In radio und fernsehen 13 (1964) H 11 wurde das KM 7063, ein neues Kristallmikrofon des VEB Elektrogerätebau Leipzig, ausführlich beschrieben. FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK als zuständige Entwicklungsstelle hat sich nun mit der Anpassung von Kristallmikrofonen an niederohmige Verstärker, insbesondere Transistoreingangsstufen in Emitterschaltung, befaßt. Als Ergebnis dieser Arbeiten entstand in Weiterentwicklung des Kristallmikrofons KM 7063 die nachfolgend beschriebene niederohmige Variante, das KM 7063 N.



Entwicklungsforderungen

Kristallmikrofone sind zumeist so ausgelegt, daß sie bei Abschlußimpedanzen von etwa 1 MΩ optimal arbeiten. Das hängt mit der kapazitiven Impedanz des piezoelektrischen Wandlers zusammen. Bei einem solchen Abschluß können derartige Mikrofone an herkömmlichen Röhreneingangsstufen von NF-Verstärkern günstig angepaßt und betrieben werden. Mit zunehmender Transistorisierung, auch bei Tonbandgeräten, wird jedoch ein Mikrofon verlangt, das sich ohne großen zusätzlichen Aufwand direkt an Transistor-NF-Verstärkern, also mit Eingängen von einigen tausend Ohm, betreiben läßt. Natürlich soll es eine zufriedenstellende Übertragungsqualität besitzen und günstig im Preis liegen. Dynamische Mikrofone sind mit 200 Ω Impedanz zu niederohmig, so daß sie nicht unmittelbar an Transistorverstärkern betrieben werden können, von Spezialschaltungen abgesehen. Außerdem sind qualitativ befriedigende Ausführungen dynamischer Mikrofone relativ teuer. Kristallmikrofone lassen sich zwar über einen Impedanzwandler mit zwei zusätzlichen Transistoren niederohmig auslegen, jedoch ist der Aufwand dafür recht groß. Beim KM 7063 N wurde darum ein anderer Weg beschritten.

Aufbau und Arbeitsweise

Wie bekannt, besitzt das KM 7063 durch das Graphitieren seines Seignettesalz-Wandlerelementes eine für Kristallmikrofone hohe Kapazität und somit kleine Impedanz. Durch einen Übertrager wird eine Impedanzwandlung von 80 kΩ (elektrische Impedanz bei 1000 Hz des hochohmigen KM 7063) auf etwa 3,5 kΩ erreicht. Dieser Übertrager mußte so klein gehalten werden, daß er in dem bekannten Lochblech-Gehäuse des KM 7063 Platz finden konnte. Der Kleinstübertrager besitzt ein Übersetzungsverhältnis von 5 : 1 und ist mit 0,03 mm und 0,05 mm CuL gewickelt. Der Übertrager ist auf einem Blechstreifen montiert und im Oberteil des Gehäuses untergebracht.

Infolge der durch die geometrischen Maße begrenzten Primärinduktivität des Übertragers und der nach den Tiefen stark ansteigenden Impedanz der Mikrofonkapsel fällt der Übertragungsfaktor bei Frequenzen ≦ 800 Hz zunächst rasch ab. Zum Anheben des Übertragungsfaktors unterhalb 800 Hz erhält die Mikrofonkapsel einen rückwärtigen Resonator. Er wird gebildet aus dem hinter der Membran liegenden Luftvolumen der Kapsel und einem Röhrchen, das von dort nach rückwärts „ins Freie" herausführt. Die nach Phasendrehung über das Röhrchen auf die Membranrückseite wirkende Druckerhöhung gleicht den Abfall aus. Ein von etwa 800 Hz herab bis zu etwa 200 Hz gut horizontaler Verlauf der Übertragungskurve wird erreicht (Bild 1).

Feldübertragungsmaß q_F in dB (−60 … −80); 0 dB ≙ 1 mV/μbar; Frequenz f in Hz (30 … 20000)

Bild 1: Übertragungskurve des Kristallmikrofons KM 7063 N

Entwicklungsergebnis

Das Mikrofon überträgt subjektiv, also durch Hören beurteilt, Sprache in ausgezeichneter Qualität. Gegenüber dem (hochohmigen) Kristallmikrofon KM 7063 ist bei Übertragung von Musik der Abfall der Übertragungskurve ab etwa 200 Hz im Vergleich hörbar. Gegenüber dynamischen Heim- bzw. Sprachmikrofonen, mit denen das KM 7063 N hinsichtlich seiner Empfindlichkeit etwa verglichen werden kann, führt der bis 12 000 Hz reichende Übertragungsbereich des KM 7063 N zu einer wesentlich prägnanteren, natürlicheren Sprachwiedergabe.

Für die Ausstattung hinsichtlich Anschluß- und Verlängerungskabel gilt das gleiche wie beim KM 7063. Beide Mikrofontypen werden in einer geschmackvollen Polystyrol-Verpackungsschachtel mit glasklarem Deckel geliefert.

Technische Daten

akustische Arbeitsweise:	Druckempfänger
Übertragungsbereich:	200 Hz ··· 12 000 Hz
Feld-Betriebsübertragungsfaktor bei 1000 Hz:	$\geqq 0{,}30 \frac{mV}{\mu bar}$
	$\geqq 3 \cdot 10^{-3} \frac{Vm^2}{N}$
Richtcharakteristik:	nahezu kugelförmig
Nennabschlußimpedanz:	5 kΩ
elektrische Impedanz bei 1000 Hz:	≈ 3,5 kΩ
Kapselkapazität:	≈ 2000 pF
Abmessungen:	75 × 53 × 30 mm
Masse einschließlich Kabel und Stecker:	110 g
Anschlußkabellänge:	2,5 m
Anschlußstecker:	dreipolig

Literatur

[1] TGL 045590: Mikrofone, Begriffe, Formelzeichen, Einheiten. Ausgabe Juli 1962

[2] Raue, J.: KM 7063 — ein neues Kristallmikrofon. radio und fernsehen 13 (1964) H. 11 S. 333

Neue Speicherelemente für elektronische Digitalrechner

HANS-JÜRGEN SCHILLER

Die Entwicklung der digitalen Rechentechnik hängt in erster Linie von der Leistungsfähigkeit der zur Verfügung stehenden Speicher ab. In den letzten Jahren haben sich zwar magnetische Verfahren eindeutig durchgesetzt, doch beweist die Vielzahl der auf diesem Gebiet erscheinenden Literatur, die sich mit Vergleichen der einzelnen Speicherprinzipien befaßt [1]—[5], daß immer noch nach einer optimalen Lösung gesucht wird. Nachfolgend sollen einige Ergebnisse aus den angeführten Literaturstellen wiedergegeben werden.

Forderungen an die Speicherelemente

Ein Speicherelement muß in der Lage sein, mindestens zwei verschiedene diskrete Zustände einnehmen zu können. Es muß den eingenommenen Zustand beibehalten und auf einen besonderen Befehl Auskunft über ihn geben oder ihn wechseln können. Der Speicherzustand muß eine hohe zeitliche Konstanz besitzen.
Viele Speicherelemente, deren Anzahl sich nach dem Umfang der zu speichernden Information richtet, bilden einen Speicher. Von einem Speicher werden großes Fassungsvermögen bei geringem Volumen, kleine Zugriffs- und Zykluszeiten, niedrige Herstellungs- und Unterhaltungskosten sowie große Betriebssicherheit gefordert.

Speicherkenngrößen

Die Zeit, die ein Speicherelement benötigt, um von einem stabilen Zustand in den anderen umzuschalten, nennt man Schaltzeit t_s. Zugriffszeit t_z heißt die Zeitdauer, die vom Zeitpunkt der Adressierung bis zur Auslieferung der Speicherergebnisse vergeht.
Die kürzeste Zeit, die verstreichen muß, ehe eine abgefragte Zelle wieder belegt werden kann, ist die Zykluszeit t_c. Allgemein gilt $t_s < t_z < t_c$. C_{max} ist die obere mit vernünftigem technischen Aufwand realisierbare Speicherkapazität in bit. Die Matrixdichte D_m in bit/cm³ gibt an, wieviel bit je Matrizenvolumen gespeichert werden können. Auskunft über die zum Umklappen erforderliche Energie gibt die Schaltenergie N in Ws. Bei magnetischen Speicherelementen wird meist nur der Treiberstrom i_t angegeben. Die am unbelasteten Element erzielbare Lesespannung U_l wird in mV gemessen. Das Signalstörverhältnis d_m einer Matrix ist eine wichtige Größe, denn es gibt Auskunft über die Unterscheidung von „0" und „L" beim Auslesen.
Da die Lesespannung im allgemeinen eine Funktion der Temperatur ist, ist der Arbeitstemperaturbereich $\Delta t = t_o - t_u$ in °C von Bedeutung. Man unterscheidet schließlich bei den Speicherarten noch, ob sie eine zerstörende oder nicht informationszerstörende Abfrage ihres Inhaltes gestatten.

Gegenwärtig angewandte Speicher

In den ersten elektromechanischen Rechnern wurden vorwiegend Relaisspeicher benutzt, deren Leistungsfähigkeit dem allgemeinen Stand der Rechentechnik entsprach. Die schon bald darauf entwickelten elektronischen Rechner benötigten schnellere Speicher mit größerer Kapazität. Es wurden Glimmröhrenspeicher, Kondensatorspeicher, Wellenspeicher und elektrostatische Speicher benutzt, die aber alle zum Teil beträchtliche Nachteile aufwiesen. Tabelle 1 zeigt die Kennwerte älterer Speicherverfahren. Zu erwähnen wäre lediglich die Speicherröhre, die eine gewisse Bedeutung erlangte. Zur Informationsspeicherung wird hier das elektrostatische Potential, das auf einer isolierten Oberfläche als Folge der Sekundärelektronenemission in Katodenstrahlröhren auftritt, benutzt. Schwierigkeiten bereiten die erforderliche hohe Strahlablenkgenauigkeit, das kleine Lesesignal und die Röhrenalterung.
Modernere Rechner benutzen fast ausschließlich magnetische Speicherverfahren; lediglich transistorisierte Flip-Flop-Schaltungen wurden noch als Schnellspeicher und Binärzähler eingesetzt.
In Tabelle 2 sind die Daten der gegenwärtig üblichen Speicherelemente gegenübergestellt. Bandspeicher mit Bandgeschwindigkeiten zwischen 1 und 5 m/s sind die zur Zeit kompaktesten und billigsten Großraumspeicher. Bei großen Speicherinhalten muß aber noch eine relativ lange Zugriffszeit in Kauf genommen werden. Die Magnetplattenspeicher nehmen eine Mittelstellung zwischen den Bandspeichern und den Ferritringkernspeichern ein. Sie haben trotz ihres großen Speichervolumens eine relativ geringe Zugriffszeit, die mit komplizierten Abtastvorrichtungen erreicht wird. Für mittelschnelle Rechenmaschinen ist der Magnettrommelspeicher nach wie vor geeignet. Dieser kompakte, betriebssichere und billige Speicher hat nur den Nachteil, daß seine Zugriffszeit drehzahlabhängig ist [6]. Bei Ferritringkernspeichern stehen sich folgende Vor- und Nachteile gegenüber:

Vorteile	*Nachteile*
1. geringe Zugriffszeit	*1. teuer wegen Fädelarbeit und Elektronik*
2. Langzeitspeicherung auch bei Stromausfall	*2. zerstörende Abfrage, daher zeitraubendes Wiedereinschreiben*
3. durch Rechteckferrite Stromkoinzidenz ermöglicht	*3. begrenzte Speicherkapazität*
4. keine bewegten Teile	*4. hohe Schaltenergie (25 mW, 500 mA)*
	5. zu langsam für schnellere Rechenwerke

Neue Speicherprinzipien

Ferritkernspeicher [7]—[10]

Die beiden größten Nachteile der Ferritringkernspeicher, die begrenzte Schaltgeschwindigkeit und die zerstörende Abfrage, hat man auf verschiedene Art zu beseitigen versucht. Beim Vielfachkoinzidenzprinzip und bei der externen Wortauswahl kann der Lesestrom größer als der Schreibstrom gewählt werden, so daß die Schaltzeit von $t_s \geq 1\,\mu s$ auf

Tabelle 1: Kennwerte älterer Speicherverfahren nach [1]

Speicherprinzip	t_z	$\frac{1}{t_c} = f_c$ in kHz	C_{max} in bit	D_m in bit/cm³	U_L in V	d_m „L":„O"
Relaisspeicher	5 ms	0,1	10^2	$< 0{,}05$	~ 50	$> 10^3:1$
Glimmröhrenspeicher	0,1···1 ms	0,1···50	10^2	$< 0{,}2$	~ 60	$> 10^2:1$
Kondensatorspeicher	5···10 μs	< 20	$< 10^3$	$< 0{,}3$	2	$> 10^2:1$
Wellenspeicher	30 μs···3 ms	< 5	$< 10^3$	~ 5	$\sim 0{,}1$	$\sim 10:1$
elektrostatische Speicher	20···50 μs	~ 20	$10^2 \cdots 10^4$	< 2	1···10 mV	$> 3:1$

Tabelle 2: Kennwerte gegenwärtig angewandter Verfahren nach [1]

Speicherprinzip	t_z	$\frac{1}{t_c} = f_c$ in kHz	C_{max} in bit	D_m in bit/cm³	U_L in V	d_m „L":„O"
Flip-Flop	0,1···1 μs	< 4000	$< 10^3$	$< 0{,}05$	> 5	10:1
Bandspeicher	2 ms···2 min	> 80	10^8/Band	$10^4 \cdots 10^6$	0,2···20 mV	4:1···20:1
Magnetplattenspeicher	$\sim 0{,}5$ s	100	$< 8 \cdot 10^7$	$\sim 10^3$	0,06	—
Trommelspeicher	2···40 ms	50···150	$< 1{,}5 \cdots 10^7$	< 50	1···100 mV	10:1
Kernspeicher	> 2 μs	200	$< 2 \cdot 10^6$	< 130	0,1	5:1

$t_s < 1\,\mu s$ sinkt. Die Zykluszeit kann damit auf $2\,\mu s$ herabgesetzt werden. Ein Beispiel zur Mehrfachkoinzidenz (hier 3fach) ist der Vielwegkern (Bild 1).
Auch der Schreibvorgang läßt sich verkürzen, wenn man sehr kurze kräftige Schreibimpulse (0,2 μs; 0,75 A) benutzt. Diese Impulse klappen nur den Innenring des Kernes um, verkleinern also elektrisch die wirksame Kernmasse.
Auch die zerstörende Abfrage kostet Zeit, denn die gelesene Information muß meist wieder über einen Zwischenspeicher eingeschrieben werden. Der Transfluxor gestattet das zerstörungsfreie Abfragen der Information (Bild 2). Unmittelbar vor dem Einschreiben wird der Transfluxorkern durch einen kräftigen Normierungsimpuls gesättigt. Ein kurzer Einstellstromstoß durch die Steuerwicklung magnetisiert dann das Ringgebiet „um das große Loch" in entgegengesetzter Richtung. Über die Eingangswicklung kann jetzt der Magnetisierungszustand „um das kleine Loch" beliebig oft abgefragt werden. Die angeführten Sonderformen haben sich jedoch für die Fertigung wegen der komplizierten Formen und der schwierigen Fädelarbeit als unvorteilhaft erwiesen.

Biax-Speicher

Das Biax-Element ist ein Mehrlochkern wie der Transfluxor, bei dem jedoch zur Verbesserung des L : O-Verhältnisses die Lochachsen senkrecht zueinander verlaufen. Diese Elemente gestatten ebenfalls eine zerstörungsfreie Abfrage.
Biax-Elemente können aufeinander gestapelt und geradlinig verdrahtet werden, so daß auf diese Weise eine billige Massenproduktion möglich ist. Nachteilig ist die externe Wortauswahl, der aber geringer Treiberstrom, große Temperaturstabilität und relativ kleine Schaltzeiten ($t_s < 0,1\,\mu s$) gegenüberstehen (Bild 3).

Ferritplattenspeicher [11]

Um die einzelnen Ringkerne zu vermeiden, werden Ferritplatten mit entsprechend vielen kleinen Löchern benutzt. Da das Speichermaterial elektrisch gut isoliert, läßt sich einer der erforderlichen Drähte als eine die Platte mäanderförmig durchdringende Wicklung aufdrucken (Bild 4). Diese Platten sind technologisch relativ einfach herstellbar. Sie gestatten eine große Speicherdichte; nachteilig ist nur das geringe Signal/Störverhältnis.

Twistor-Speicher [12] [13]

Beim Twistor-Speicher wird die schraubenförmige magnetische Vorzugsrichtung ausgenutzt, die durch Tordieren eines Drahtes aus magnetostriktivem Material entsteht (Bild 5). Die achsialen und radialen Feldkomponenten gestatten Einschreiben und Lesen wie bei Kernen. Twistorgewebe sind in einer sehr einfachen Webtechnik herstellbar. Um möglichst gleichmäßige Elemente zu erhalten, ging man vom tordierten Draht zum Wickel-Twistor bzw. zum plattierten Twistor über (Bild 6).
Twistor-Speicher haben niedrige Herstellungskosten, kürzere Schaltzeit als Kerne und einen weiten Arbeitstemperaturbereich. Nachteilig sind die externe Wortauswahl, das kleine Lesesignal und der große Schreibstrom.

Ferroelektrische Speicher [14]

Wie Ferromagnetika zeigen auch einige pyroelektrische Stoffe relativ rechteckige Hystereseschleifen. Die Polarisation bleibt bei Wegnahme des äußeren Feldes, sogar bei Kurzschluß der Platten, erhalten. Derartige Ferroelektrika ($Ba\,Ti\,O_3$) sind für Speicherzwecke geeignet. Bei einer Feldstärke von 5 kV/cm und einer Kristalldicke von 0,07 mm sind Schaltzeiten von $1\,\mu s$ erreichbar. Vorteilhaft sind die hohe Speicherdichte $D_m = 10^3$ bit/cm^3 und die große Lesespannung von etwa 0,2 V. Trotz günstiger Herstellungsmöglichkeiten wird die breite Anwendung durch die nicht ausgeprägte E_c-Schwelle und die damit verbundenen nichtkonstanten Schalteigenschaften verhindert. Ferroelektrische Speicher haben außerdem ein schlechtes Signal/Störverhältnis (Bild 7).

Dünne weichmagnetische Schichten [15]—[17]

Unter einer dünnen weichmagnetischen Schicht versteht man den Niederschlag magnetischen Materials auf einer Unterlage. Die Schichtdicke bleibt dabei unter einigen 1000 Å (mittlerer Atomabstand z. B. bei Permaloy 3 Å). Die magnetischen Eigenschaften dieser Schichten sind gegenüber den Eigenschaften von Massivmaterial stark verändert. Während des Herstellungsprozesses, der etwa wie im Bild 8 gezeigt, abläuft, wird der entstehenden Schicht durch ein magnetisches Gleichfeld eine Vorzugsrichtung gegeben. Die parallel bzw. antiparallel zur Vorzugsrichtung liegende Magnetisierungsrichtung soll dabei die „leichte Richtung" sein, die in der gleichen Ebene senkrecht dazu liegende die „harte Richtung". Im Bild 9 sind die theoretischen Magnetisierungskurven der beiden Richtungen gezeigt. Hier soll nur die leichte Richtung betrachtet werden. Die extrem hohe Schaltgeschwindigkeit dieser dünnen Schichten — etwa drei Größenordnungen schneller als bei Massivkernen — ist darauf zurückzuführen, daß sich die Magnetisierungsumkehr nicht mehr als Wandverschiebungsprozeß, sondern als kohärenter Rotationsvorgang vollzieht.
Die bisher auf dieser Basis hergestellten Speicher bestehen aus einer Anzahl Filmpunkten (1 bis 5 mm Durchmesser), die geordnet auf einer Glasplatte aufgebracht sind. Die Platte trägt gleichzeitig die Auswahlleitungen und die Leseleitung. Mit zwei Filmpunkten je bit-Stelle sind auch schon erfolgreiche Versuche über nichtzerstörende Auslese gemacht worden (Bild 10). Gegenwärtig stehen den Vorteilen dieser Technik, hohe Schaltgeschwindigkeit, geringere Treiberleistung, breiterer Arbeitstemperaturbereich und relativ leichte Herstellung, noch einige Nachteile gegenüber. Die winzigen Lesesignale erfordern komplizierte Verstärker hoher Bandbreite. Die Treiber müssen extrem steile Impulse liefern, und das Signal/Störverhältnis wird bei größerer Packungsdichte sehr ungünstig beeinflußt. Aktive und passive Elemente müssen möglichst geometrisch eine Einheit bilden, da zu lange Leitungen die obere Schaltgeschwindigkeit herabsetzen.

Parametron-Speicher [18] [19]

Das Parametron ist ein Schwingkreis, bei dem die Selbstinduktion oder die Kapazität im

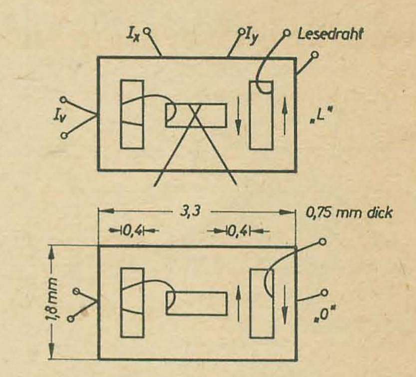
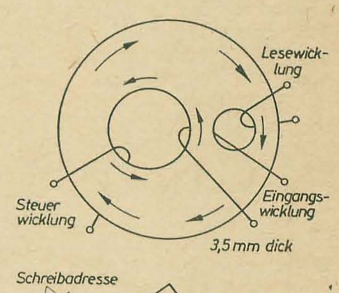


Bild 1: Vielwegkern



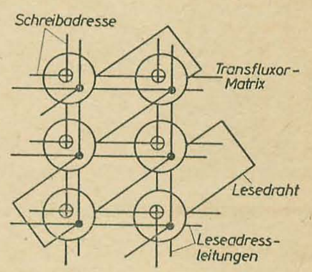


Bild 2: Transfluxor

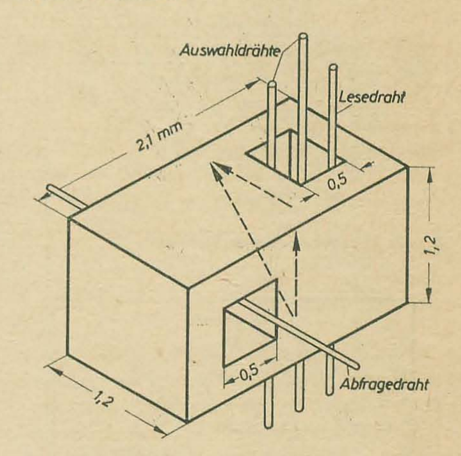


Bild 3: Biax-Element

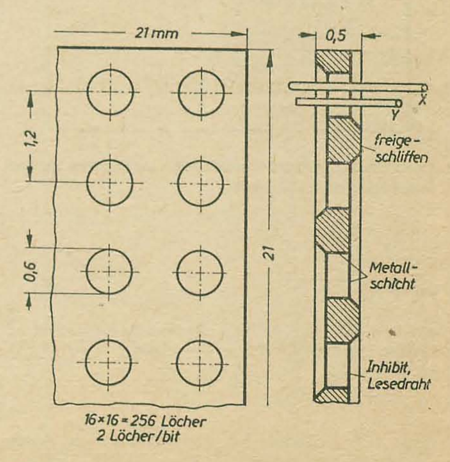


Bild 4: Ferritplattenspeicher

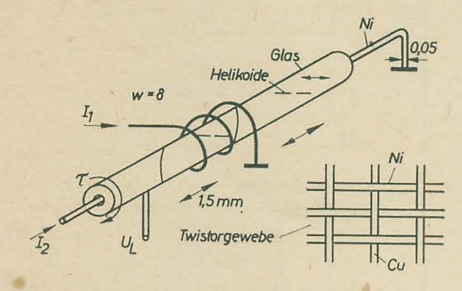
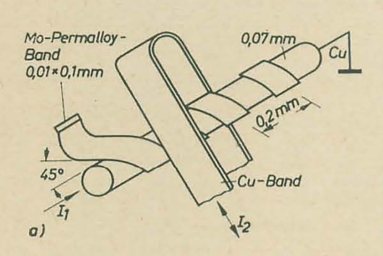


Bild 5: Twistor



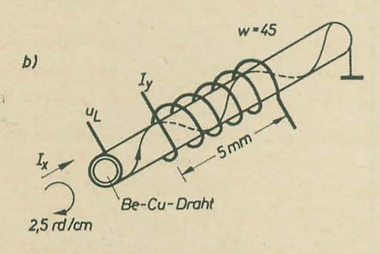


Bild 6: a) Wickel-Twistor, b) plattierter Twistor

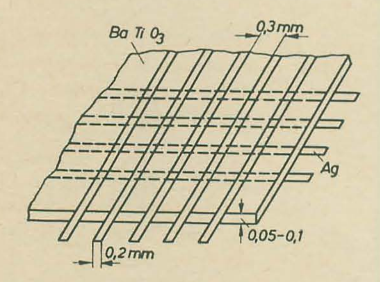


Bild 7: Ferroelektrischer Speicher

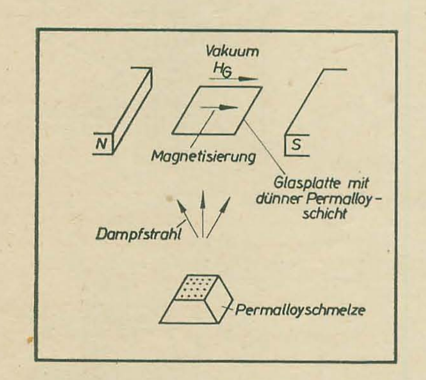


Bild 8: Prinzip der Herstellung von dünnen weichmagnetischen Schichten

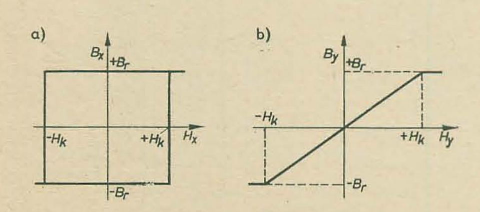


Bild 9: Theoretische Magnetisierungskurven dünner magnetischer Schichten, a) leichte Richtung, b) harte Richtung

Takt einer Pumpfrequenz 2 f geändert wird. Damit läßt sich die Unterharmonische f in zwei stabilen Phasenlagen erregen. Diese werden zur Speicherung binärer Informationen verwendet. Neben der Verwendung als Speicher kann das Parametron noch als Schaltkreis- und Verstärkerelement eingesetzt werden. Das Parametron mit variabler Induktivität hat in Japan Eingang in die Rechentechnik gefunden. Dieses Ringkern-Parametron weist aber bis auf seinen einfachen Aufbau und der betriebssicheren Arbeitsweise keine entscheidenden Vorteile auf. Die Hystereseverluste der Kerne gestatten selbst bei hohen Pumpleistungen (100 mW) nur Pumpfrequenzen unter 1 MHz, so daß die Taktfrequenz der Anlagen relativ niedrig liegt (Bild 11).

Erst Parametrons mit variabler Kapazität versprechen weit höhere Arbeitsgeschwindigkeiten. Die variable Kapazität wird mit Halbleiterdioden realisiert, so daß Pumpfrequenzen über 100 MHz möglich werden. Bei einem Parametron in Wellenleitertechnik wurden Pumpfrequenzen bis 4 GHz erreicht. Das entspricht bei 10 Schwingungsperioden der Grundwelle einer Schaltzeit von 5 ns. Tabelle 3 zeigt die Kennwerte von in Erprobung befindlichen Speichern.

Zylindrische magnetische Schichten

Im Gegensatz zu den auf Platten aufgedampften dünnen weichmagnetischen Schichten wird hier ein Fe-Ni-Film auf galvanisch versilberte Glasstäbe aufgebracht. Diese Magnetstäbe weisen eine extrem rechteckige BH-Kurve auf. Die etwa erforderlichen vier Amperewindungen werden durch viele Windungen der X- und Y-Drähte erreicht. Bei etwa 200 mW Schaltleistung liegt die Schaltzeit ungefähr eine Größenordnung unter der von Ringkernen. Diese Speicherelemente sind relativ leicht herstellbar, und sie haben sich auch als recht temperaturbeständig erwiesen. Bei Taktfrequenzen im Bereich von 2 ··· 5 MHz macht sich aber schon die Windungskapazität störend bemerkbar.

Von den magnetischen Stäben unterscheiden sich bit-Draht und bit-Röhre in erster Linie durch eine helikale Anisotropie. Auf Grund ihres Aufbaus sind sie noch temperaturstabiler und unempfindlicher gegenüber mechanischen Spannungen (Bild 12). Sie eignen sich besonders für kleine, schnelle und billige Speicher. Ein Versuchsspeicher (480 bit) arbeitete mit Glasröhrchen, die einen 10 000 Å starken Film trugen. Das Röhrchen selbst nahm dabei den Y-Draht auf, während der X-Draht um den Stab gewickelt war. Dieser Speicher hatte folgende Daten: $t_s = 40$ ns, $D_m = 3$ bit/cm³, $u_L = 0{,}02$ V.

Kryotron [20]

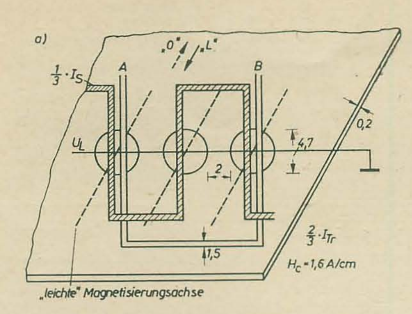
Beim Kryotron wird die bei tiefen Temperaturen eintretende Supraleitfähigkeit ausgenutzt. Es besteht aus einem kleinen Tantalring, der eine Spule trägt. In dem bis zur

Tabelle 3: Kennwerte in Erprobung befindlicher Speicher nach [1]

Speicherprinzip	t_s in µs	t_c in µs	C_{max} möglich / gebaut	D_m in bit/cm³	u_L in V	d_m „L":„O"	i_t in A
Fluxor	0,1···0,5	0,5···1	$< 10^3$ / 320	~30	0,1···1	>5:1	2···5
Ferritplatten	1,5	>6	$\sim 10^7$ / 256	40	30 mV	4:1	0,2···0,3
Twistor	0,2···10	1···2	$\sim 10^6$ / $1{,}3 \cdot 10^4$	80···100	3···10 mV	8:1	0,3···2,3
ferroelektrische Speicher	1···100	>10	10^3/Kristall	500···10^8	0,2···0,4	>3:1	5···10 mA
weichmagnetische Schichten	0,01···0,1	0,2···0,5	$< 10^7$ / 320	10···50	<5 mV	4:1	0,3
Parametron L = f(t)	3···10	>10	$3 \cdot 10^4$	<100	0,1	π:0	0,5

Tabelle 4: Kennwerte in Entwicklung befindlicher Speicher nach [1]

Speicherprinzip	t_s in ns	t_c in µs	C_{max} möglich / gebaut	D_m in bit/cm³	u_L in V	d_m „L":„O"	i_t in mA
Parametron C = f(t)	~5	>0,03	— / —	<0,1	1···10	π:0	100
Magnetstab	4···80	0,2···1	— / 480	60···100	0,1···0,5	5···10:1	400
Biax	20	0,5···4	$2 \cdot 10^4$ / 256	~250	0,04	>10:1	200
Kryotron	1···10	0,1···0,5	10^7 / $2 \cdot 10^2$	10^3···10^4	5···15 mV	>15:1	50···300
Tunneldioden	0,5···50	0,01···0,1	— / 16	<1	0,5···1	5···15:1	1···10
menschliches Gedächtnis	~1 ms	t_z=0,1···1 s	$\sim 10^{15}$	$\sim 10^{12}$	10···100 µV	~5:1	<10 µA



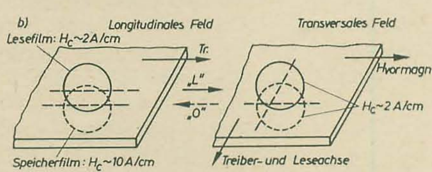


Bild 10: Dünne weichmagnetische Schichten, a) zerstörende Auslese, b) nichtzerstörende Auslese

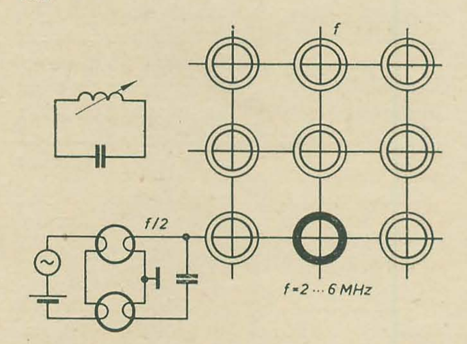


Bild 11: Ringkern-Parametron

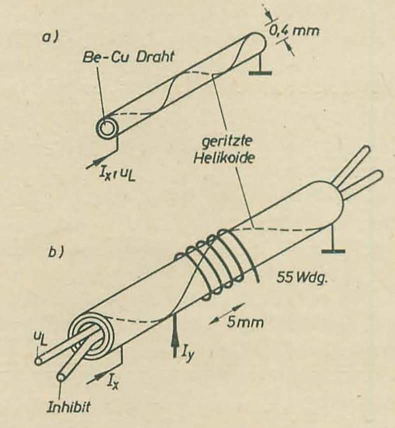


Bild 12: a) bit-Draht, b) Bit-Röhre

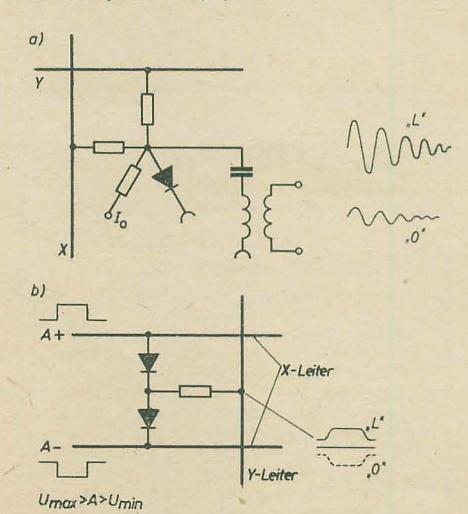


Bild 13: Tunneldiodenspeicher, a) zerstörende Auslese, b) nichtzerstörende Auslese

Supraleitung unterkühlten Ring fließt nach einmaliger Anregung ein beträchtlicher Strom, der durch das magnetische Feld der Spule gesteuert werden kann. Einer Stromrichtung wird „O" zugeordnet, der anderen „L". Kryotronspeicher sind sehr schnelle Speicher mit hoher Matrixdichte D_m (Tabelle 4). Nachteilig sind die bisher noch sehr hohen Kosten der Kühlanlagen, da Temperaturen von 4 bis 5 °K erreicht werden müssen.

Tunneldiodenspeicher [21] [22]

Die Tunneldiode ist durch den fallenden Teil ihrer IU-Kennlinie gekennzeichnet. Legt man die Arbeitsgerade so, daß sie die Kennlinie an drei Punkten schneidet, so sind zwei Punkte davon stabil. Die Schaltung hat Flip-Flop-Charakter. Dem Zustand niedrige Spannung hoher Strom kann man eine „L" und dem Zustand hohe Spannung niedriger Strom eine „O" zuordnen. Stromimpulse sind dann in der Lage, die Schaltung zu triggern. Nachteilig ist hierbei, daß beim aktiven Zweipol Ein- und Ausgang nicht getrennt sind (Bild 13). Tunneldiodenspeicher sind zwar sehr schnell, können z. Z. aber wegen des sehr hohen Diodenpreises nicht allgemein angewendet werden.

Thermoplastische Speicherung [23]

Der Informationsträger ist beim thermoplastischen Verfahren ein durchsichtiger Acetylzellulosestreifen mit einer leitfähigen Schicht, auf den ein dünner Film schmelzbaren thermoplastischen Materials aufgetragen ist. Dieser Film läuft mit etwa 25 cm/s im Vakuum an einem Schreibkopf vorbei, der die Schicht mit einem modulierten Elektronenstrahl elektrostatisch auflädt. Anschließend wird das Band durch Hochfrequenzinduktion erhitzt, und die leitfähige Schicht zieht die aufgeweichte thermoplastische Schicht an und verformt sie dabei. Beim Abkühlen erstarrt das „Runzelmuster" und wird zum Informationsspeicher. Beim Löschen wird nur das Band erneut erhitzt, und die Oberflächenspannungen glätten die Runzeln wieder. Der Schreibvorgang dauert etwa 10 ms, und als Binärspeicher sind Speicherdichten bis zu $6 \cdot 10^6$ bit/cm² möglich. Dieses Verfahren würde eine wesentliche Verkleinerung aller Datenspeicher gestatten, es ist technisch aber noch nicht ausgereift.

Literatur

[1] Schaefer, E.: Vergleich neuer Speicherelemente für elektronische Rechenmaschinen. Elektronische Rechenanlagen 2 (1960) H. 4 S. 183—193

[2] Steinbuch, K.: Elektronische Nachrichtenspeicher. ETZ-A 73 (1952) H. 15 S. 489—496

[3] Steinbuch, K.: Elektrische Gedächtnisse für Ziffern. ETZ-A 77 (1956) H. 21 S. 799 bis 807; SEL-Nachrichten 4 (1956) H. 4 S. 165—173

[4] Runge, W. T.: Einführung in die elektronische Speichertechnik. Fernmeldepraxis 36 (1959) H. 13 S. 505—519

[5] Vogel, P. A.: Die Speicherung von Impulsen. Elektronik 9 (1960) H. 2 S. 49 bis 52

[6] Leilich, H. O.: Technische Probleme bei der Entwicklung von Magnettrommelspeichern. Elektronische Rundschau 9 (1955) H. 10 S. 365—368

[7] Schlaeppi, H. P., und Carter, J. P. V.: Magnetkernspeicher mit Vielfachkoinzidenz. Elektronische Rechenanlagen 1 (1959) H. 3 S. 127—133

[8] Heija, H. J., und Troyé, N. C.: Ein Verfahren zum schnellen Lesen von Magnetringspeichern. ETZ-A 80 (1959) H. 21 S. 768

[9] Darré, A.: Abfragen magnetischer Speicher ohne Informationsverlust. Frequenz 11 (1957) H. 1 S. 19—27 und H. 2 S. 38 bis 42

[10] Rabl, H.: Ferrit-Transfluxoren: Aufbau, Wirkungsweise, Konstruktionsbedingungen und Werkstoffe. Siemens-Zeitschrift 34 (1960) H. 6 S. 285—290

[11] Schweizerhof, S.: Topologische und technologische Fragen bei Plattenspeichern. Nachrichtentechnische Fachberichte (1960) H. 21

[12] Aschmoneit, E. K.: Der Twistor, ein neues magnetisches Speicherelement. Elektronik 7 (1958) H. 10 S. 301—304

[13] Stucki, F.: Der Twistor, ein neues magnetisches Speicherelement. Technische Mitteilungen PTT 36 (1958) H. 1 S. 33—35

[14] Fast, N.: Eine Informationsspeicherung besonderer Art, ein nicht magnetischer Trommelspeicher. Nachrichtentechnische Fachberichte 4 (1956) S. 129—131

[15] Dietrich, W., und Proebster, W. E.: Umschalten von dünnen Magnetschichten im Zeitbereich von einer Nanosekunde. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 2 S. 42—49

[16] Proebster, W. E.: Dünne magnetische Schichten als Speicher- und Schaltkreiselemente. Elektronische Rechenanlagen 1 (1959) H. 4 S. 164—171

[17] Louis, H. P.: Messung von Signalen im Zeitbereich von Nanosekunden mittels Abtastoszillografen. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 4 S. 137—144

[18] Billing, H., und Rüdiger, A.: Das Parametron verspricht neue Möglichkeiten im Rechenmaschinenbau. Elektronische Rechenanlagen 1 (1959) H. 3 S. 119—126

[19] Schmitt, E.: Das Parametron und seine Verwendung in nachrichtenverarbeitenden Systemen. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 2 S. 41—46

[20] Borkmann, D.: Kryotron ein neues Bauelement der Elektronik. radio und fernsehen 12 (1963) H. 2 S. 40 und 41

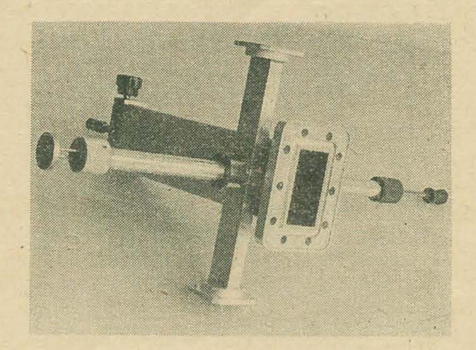
[21] Gärtner, W. W.: Tunneldioden. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 7 S. 265 bis 271

[22] Naumann, H. D.: Tunneldioden — Wirkungsweise und Anwendung. radio und fernsehen 10 (1961) H. 21 S. 656—660

[23] Troebst, C. Ch.: Neuer Weg der Informationsspeicherung; das thermoplastische Aufzeichnungsverfahren. VDI-Nachrichten 14 (1960) H. 13 S. 1

Parametrischer Verstärker

In den letzten Jahren hat vor allem in der Mikrowellentechnik die parametrische Verstärkung eine große Verbreitung gefunden, nachdem auf der einen Seite erkannt wurde, daß die Anwendung des Prinzips der parametrischen Verstärkung den Bau besonders rauscharmer Verstärker ermöglicht und nachdem auf der anderen Seite die technischen Voraussetzungen hierfür vorhanden waren. Eine eingehende Beschreibung der Wirkungsweise parametrischer Verstärker ist in radio und fernsehen 9 (1960) Hefte 19 bis 22 veröffentlicht. Die weiteste Verbreitung haben diejenigen parametrischen Verstärker gefunden, bei denen die Nichtlinearität der Sperrschichtkapazität einer Halbleiterdiode zur Verstärkung ausgenutzt wird. Hierzu wird an die Diode eine Wechselspannung, die sog. Pumpspannung, angelegt. Deren Frequenz ist im allgemeinen höher als die der zu verstärkenden Signalspannung. Liegen nun an der nichtlinearen Sperrschichtkapazität die Signalspannung und die Pumpspannung, dann entstehen eine Reihe weiterer Kombinationsfrequenzen, die ihrerseits wieder durch Rückmischung auf die Signalspannung einwirken.



Parametrischer Verstärker für 4,7 GHz

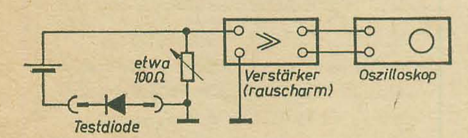
Bei geeigneter Dimensionierung wirkt die Schaltung wie ein negativer Widerstand. Dadurch findet eine Entdämpfung und somit auch eine Verstärkung statt. Allerdings ist bei diesem Verstärker normalerweise keine Trennung zwischen den Eingangs- und Ausgangsklemmen möglich. Um nun eine Trennung zwischen der ankommenden und der abgegebenen verstärkten Signalenergie zu erreichen, werden meistens besondere Bauelemente, sog. Zirkulatoren, benutzt.

Unser Bild zeigt ein Labormuster eines quasidegenerierten parametrischen Verstärkers für 4,7 GHz, entwickelt im Heinrich-Hertz-Institut. Ein quasidegenerierter parametrischer Verstärker ist ein Verstärker, bei dem die Pumpfrequenz etwa doppelt so hoch ist wie die Signalfrequenz. Auf dem Bild sieht man den koaxialen Leitungskreis, der durch Kurzschlußschieber an beiden Enden auf die Signalfrequenz abgestimmt werden kann und der die Diode enthält. Die Verbindung mit dem Zirkulator erfolgt über eine Hohlrohrleitung mit den Abmessungen 58 × 29 mm, deren offenes Ende auf den Beschauer gerichtet ist. Der Hohlleiter, der das Bild von oben nach unten durchläuft, dient zur Zuführung der Pumpenergie. Mit dem Verstärker wurden als erste Ergebnisse eine Bandbreite von 8 MHz bei einer Verstärkung von 30 dB erreicht.

W. Kabel

Mechanische Eigenresonanzen von Dioden

Die Widerstandsfähigkeit von Halbleiterbauelementen gegenüber mechanischen Erschütterungen wird meistens durch die Eigenschaften der Zuführungsdrähte oder Zuleitungsbänder bestimmt, die zu den äußeren Anschlüssen führen. Untersuchungen haben gezeigt, daß dies in mechanischer Hinsicht der schwächste Bestandteil der Halbleiterbauelemente ist. Dies gilt vor allem auch für Spitzendioden, die in elektrischen Rechenmaschinen in großen Stückzahlen eingesetzt werden. Da derartige Anlagen in zunehmendem Maße ambulant verwendet werden, untersuchte *H. C. Kammerer* von der IBM mit Hilfe von Vibrationseinrichtungen der MB Electronics die mechanischen Resonanzfrequenzen von Dioden.



Die Untersuchungen ergaben, daß die beobachteten Erscheinungen theoretisch gut mit Methoden analysiert und erklärt werden können, die bereits *Lord Rayleigh* angegeben hat. Experimentell wurden die Versuchsdioden in Durchlaßrichtung von einem definierten Strom durchflossen und dann über ein elektrodynamisches System mechanisch senkrecht zur axialen Richtung des Kontaktdrahtes durch variable Frequenzen erregt. Ein piezoelektrischer Beschleunigungsmesser gestattet, den Grad der mechanischen Beanspruchung zu messen. Die mechanischen Schwingungen verändern in der Schaltung die Durchlaßimpedanz der Diode und erscheinen an dem ohmschen Widerstand von etwa 100 Ω als variable elektrische Spannung. Diese wird mit einem rauscharmen Verstärker verstärkt und auf dem Schirm eines Oszilloskopes sichtbar gemacht. Die mechanischen Resonanzstellen sind durch einen starken Anstieg und Abfall der Spannung gekennzeichnet, da die mechanische Dämpfung der Kontaktdrähte in den meisten Fällen sehr gering ist. Bei einer Beschleunigung von 100 g/cm lagen in einem bestimmten Fall die Spannungen an den Resonanzstellen in der Größenordnung von 50 mV/cm, in einem anderen Fall bei b = 50 g/cm um 100 μV/cm. Die Untersuchung der Resonanzfrequenzen wird durch die Tatsache erschwert, daß die Drähte oder Bändchen mehrere Freiheitsgrade haben. Die Phasenverhältnisse, das Auftreten von Harmonischen und Ermüdungserscheinungen können mit dieser Anordnung ebenfalls untersucht werden.

Untersuchungsergebnis

Die mechanischen Resonanzen von gebondeten oder formierten Dioden streuen bei demselben Typ etwa +40% ··· −30%. Das liegt daran, daß bei der Herstellung die Länge der Zuführungsdrähte und auch ihre mechanische Spannung etwa um ±10 ··· 20% schwanken kann. Es wurden Resonanzfrequenzen zwischen 20 und 60 kHz festgestellt. Bei nichtformierten Dioden, bei denen also z. B. wie bei Silizium-Dezimeterdioden die Drahtspitze nur mechanisch auf den Kristall drückt, ist naturgemäß der Einfluß mechanischer Erschütterungen besonders groß.

Die Fortführung derartiger Untersuchungen ist von besonderer Bedeutung für die Beurteilung der Einsatzmöglichkeit moderner Planartransistoren, deren Anschlußdrähte bekanntlich mit Hilfe besonderer Kaltschweiß- oder Bondingverfahren an den aktiven Kristallschichten befestigt werden.

[Nach Vibration Notebook Band 10 (1964) Nr. 1 April]

Elektronus

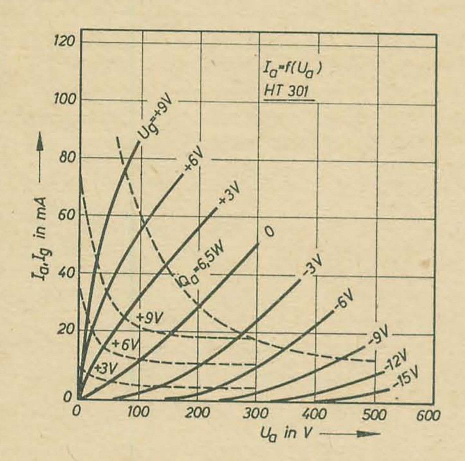
Wie in den letzten Jahren besteht auch in diesem Jahr wieder die Möglichkeit, alle Jahrgänge der Zeitschrift radio und fernsehen bei der

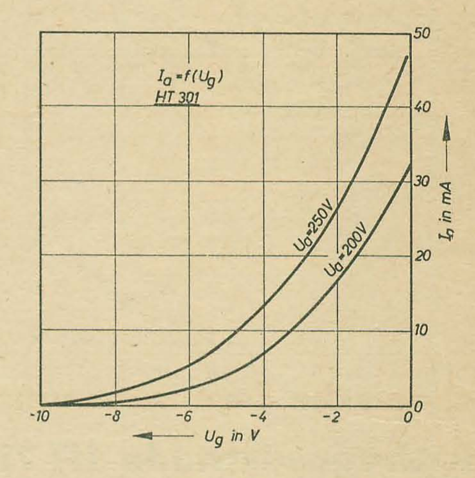
Buchbinderei GÜNTER OTTO
1633 **Mahlow b. Berlin**
Drosselweg 11

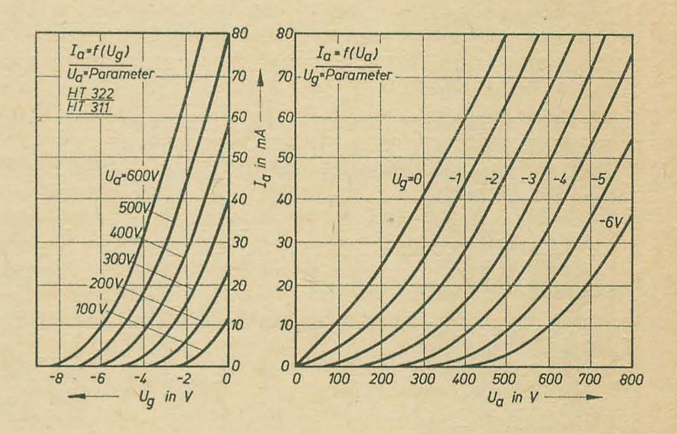
einbinden zu lassen. Der Preis für das Einbinden eines Jahrganges (24 Hefte) beträgt 7,50 MDN und Porto (Regelleistungspreis). Einbanddecken für 1964 und alle früheren Jahrgänge sind vorrätig. Ihr Versand erfolgt nur gegen Voreinsendung des Betrages von 2,— MDN + —,50 MDN Porto auf das Postscheckkonto (Günter Otto) Berlin 26720. Bitte bei Bestellung den Titel und Jahrgang der gewünschten Einbanddecken angeben.

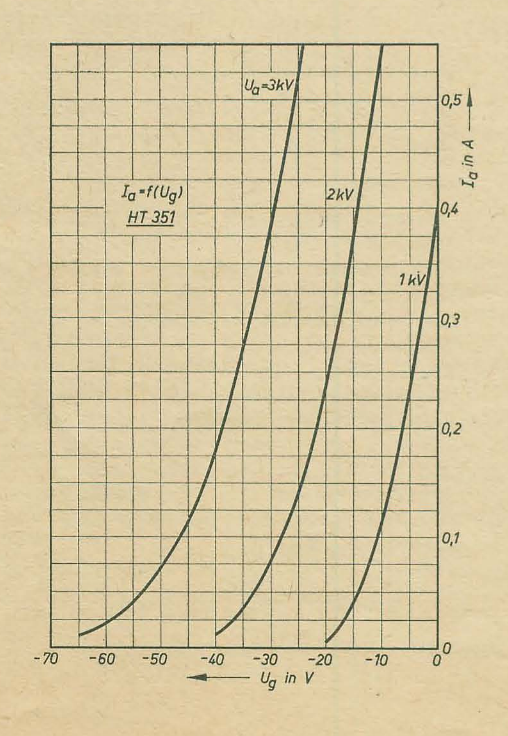
Höchstfrequenztrioden HT 301 HT 311 HT 321 HT 322 HT 323 HT 351

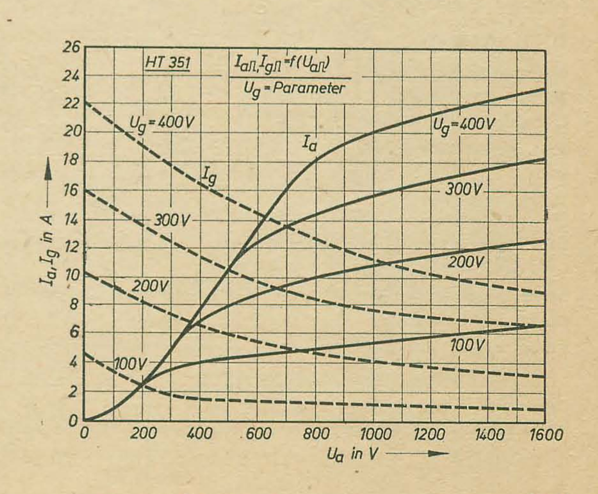
Teil 2 und Schluß

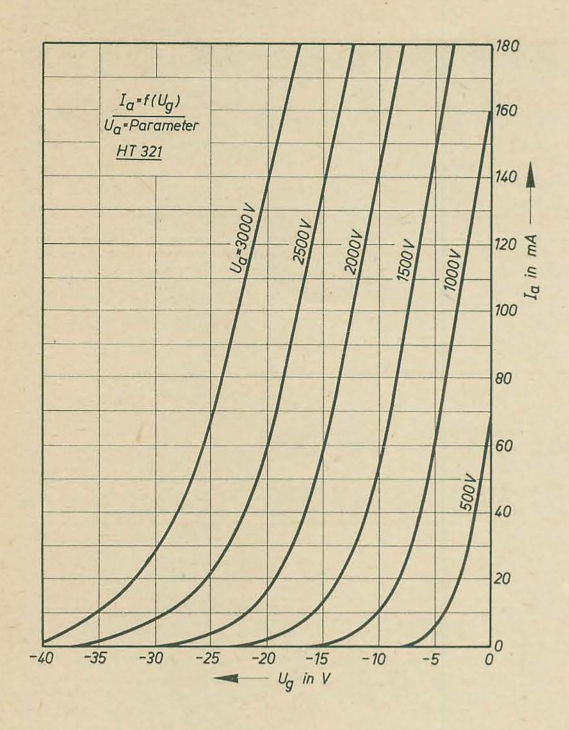


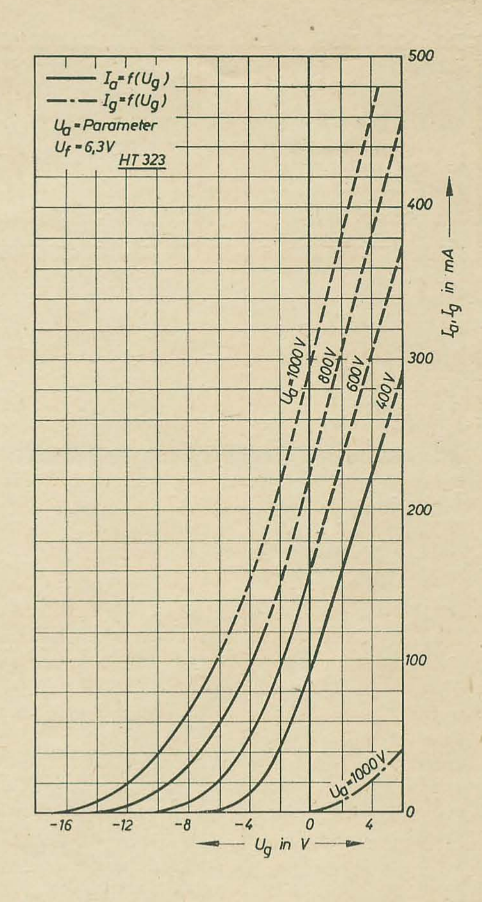










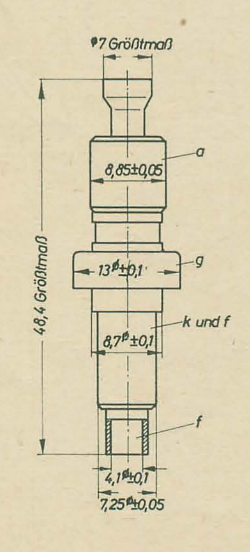


Höchstfrequenztriode HT 711

Eine weitere Höchstfrequenztriode, die HT 711, wird in unseren Laboratorien hergestellt (Laborfertigung). Die Röhre kann in Verstärker, Frequenzvervielfacher und in Oszillatoren für Frequenzen bis zu 7 GHz eingesetzt werden. Sie besitzt konzentrische Elektrodenanschlüsse und ist in Metall-Keramik-Technik ausgeführt. Die Kühlung erfolgt über Kontaktflächen.

Technische Daten

Gewicht in p	11
HEIZUNG	
indirekt geheizte Metall-Kapillar-Katode	
Heizspannung[1]) U_f in V	6,0
Heizstrom I_f in A	0,9
STATISCHE WERTE	
Anodenspannung U_a in V	400
Anodenstrom I_a in mA	60
pos. Gitterbetriebsspannung U_{gb} in V	20
Katodenwiderstand R_k in Ω	380
Steilheit S in mA/V	17
Verstärkungsfaktor μ	60
BETRIEBSWERTE als Dauerstrichoszillator bei f = 6 GHz	
Anodenspannung U_a in V	400
Anodenstrom I_a in mA	60
pos. Gitterbetriebsspannung U_{gb} in V	20
Katodenwiderstand[2]) R_k in Ω	800
Gitterstrom I_g in mA	7
Nutzleistung N_n in W	1,8
GRENZWERTE	
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	600
Anodenverlustleistung $Q_{a\,max}$ in W	25
neg. Gittervorspannung $U_{g\,max}$ in V	—50
pos. Gittervorspannung $U_{g\,max}$ in V	0
Gitterstrom $I_{g\,max}$ in mA	10
Eingangsleistung $N_{e\,max}$ in W	0,7
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	72
Temperatur der Röhrenoberfläche $t_{ro\,max}$ in °C	180
KAPAZITÄTEN	
Gitter/Katode $c_{g/k}$ in pF	2,6
Gitter/Anode $c_{g/a}$ in pF	1,4
Anode/Katode $c_{a/k}$ in pF	≦0,02



[1]) Im Interesse einer langen Lebensdauer ist die Heizspannung zu reduzieren, wenn der dynamische Betrieb bei einem Katodenstrom I_k 70 mA erfolgt.
[2]) Nenngröße eines variablen Widerstandes, mit dem der genannte Anodenstrom eingestellt wird.

radio und fernsehen

13 (1964) H. 24

Physikalische Grundlagen der Halbleitertechnik (4)

Gr. Ha. 1
Blatt 4 (Schluß)

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK 621.317.727.1

3.2. Das Diffusionsdreieck (Bilder 24 und 25)

Das Dichtegefälle in der Basisschicht ergibt sich durch die vom Emitter einströmenden Löcher und läßt sich durch das Diffusionsdreieck beschreiben. Die Löcherkonzentration p_e an der Einströmstelle (Emitterseite) nimmt zum Kollektor hin ab, da dort die Löcher sofort in das Kollektorgebiet abfließen. Die Löcherkonzentration p_c an der Kollektorgrenzschicht ist demnach ständig Null.

Der Dichtegradient im Diffusionsdreieck gibt die Größe des an jeder Stelle im Basisgebiet fließenden Diffusionsstromes an. Wegen der auftretenden Rekombination ist dieser am emitterseitigen Ende etwas größer als kollektorseitig (gestrichelter Linienzug, Bild 24).

Der Inhalt dieses Diffusionsdreiecks, den man sich mit Löchern gefüllt vorstellen kann, beeinflußt in starkem Maße das Frequenzverhalten des Transistors. Dieser Einfluß ist besonders bei Impulsbetrieb leicht erkennbar.

Steigt die Ladungsträgerkonzentration von einem Anfangswert p_{e1} (Bild 25) infolge Erhöhung von U_{BE} auf p_{e2}, so gibt der Konzentrationsverlauf des Diffusionsdreiecks an, daß sowohl der Emitter als auch der Kollektorstrom eine Vergrößerung erfahren hat. Eine weitere Erscheinung — mit Earley-Effekt bezeichnet — ergibt sich bei einer Änderung der Kollektor-Basisspannung U_{CB}, die eine Veränderung der Kollektor-Grenzschichtbreite herbeiführt. Bei angenommen konstanter Konzentration p_e und einer Verkleinerung der Basisweite von w auf w′ steigt der Dichtegradient im Diffusionsdreieck und somit auch der Emitter- und Kollektorstrom. Dies führt zu einer Inhaltsänderung des Diffusionsdreiecks mit den sich daraus ergebenden Folgen, und ferner findet hierdurch auch eine Rückwirkung des Kollektors auf die Verhältnisse im Basis-Emitterkreis statt.

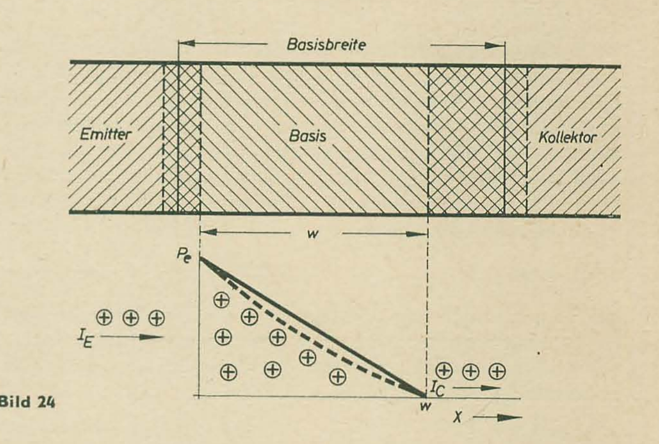


Bild 24

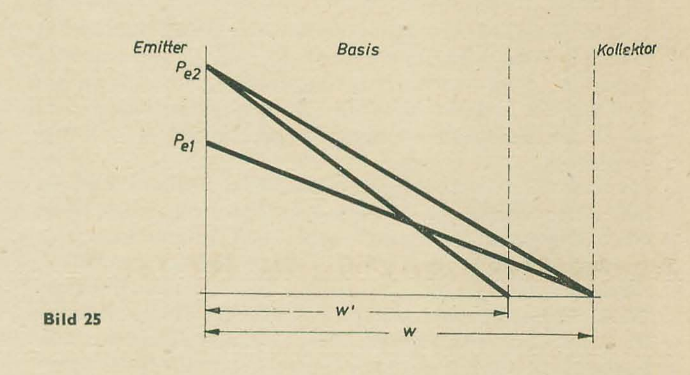


Bild 25

3.3. Die Kennlinien des Transistors

Stellt man den Transistor durch das im Bild 26 gezeigte Symbol dar und führt für alle zum Kristall fließenden Ströme die positive Zählrichtung ein, so ist

$$I_E + I_C + I_B = 0$$

Da durch zwei Ströme der dritte gegeben ist — das gleiche gilt für Spannungen — kann man das gesamte Betriebsverhalten durch jeweils zwei Ströme und zwei Spannungen angeben. In der Praxis werden die im Bild 27 gezeigten drei Schaltungsarten verwendet.

Gemäß Bild 22 wurde festgestellt, daß auf Grund des Leitungsmechanismus der Emitterstrom I_E immer größer als der Kollektorstrom I_C ist. Da in diesem Fall eine Basisschaltung vorliegt, wird auch eine Stromänderung ΔI_E immer zu einer kleineren Änderung ΔI_C des Kollektorstromes führen. Die Stromverstärkung dieser Schaltung ist immer $\Delta I_C / \Delta I_E < 1$.

Betreibt man hingegen die Basis als Eingang und den Kollektor als Ausgang, so liegt eine Emitterschaltung vor, bei der eine kleine Basisstromänderung ΔI_B zu einer großen Stromänderung im Kollektorkreis führt. Die Stromverstärkung ist hierbei $\Delta I_C / \Delta I_B \gg 1$.

In der Praxis wird deshalb vorzugsweise die Emitterschaltung verwendet. Bild 28 zeigt eine Schaltung zur Aufnahme der Kennlinien eines Transistors in Emitterschaltung. Die vier Größen I_B, U_{BE}, I_C, U_{CE} und deren Abhängigkeiten genügen zur Darstellung der üblichen Kennlinienfelder. Mit S_1 wird die Eingangsspannung U_{BE} und mit S_2 die Ausgangsspannung U_{CE} geregelt. Die negativen Vorzeichen geben an, daß die beiden Transistorströme vom Kristall wegfließen und daß die Basis sowie auch der Kollektor mit einem negativen Potential gegenüber dem Emitter betrieben werden.

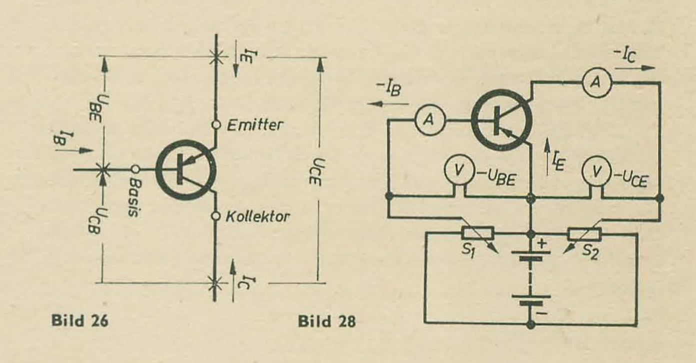


Bild 26 Bild 28

Schaltung	Emitter	Basis	Kollektor
Basisschaltung	Eingang	—	Ausgang
Emitterschaltung	—	Eingang	Ausgang
Kollektorschaltung	Ausgang	Eingang	—

Bild 27

I. Quadrant

Im Bild 29 ist ein gebräuchliches Kennlinienfeld eines in Emitterschaltung betriebenen Flächentransistors gezeigt. Der I. Quadrant zeigt den Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitterspannung U_{CE} bei konstanter Stromeinspeisung (I_B = konst.) am Eingang. Bei einem Basisstrom $-I_B = 120\,\mu A$ und $-U_{CE} = 5\,V$ fließt gemäß dem Arbeitspunkt A_1 ein Kollektorstrom $-I_C = 4\,mA$. Eine Änderung von U_{CE} hat bei I_B = konst. eine Änderung von I_C zur Folge (siehe Diffusionsdreieck).

II. Quadrant

Der II. Quadrant gibt die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C vom Basisstrom I_B an. Der Arbeitspunkt A_2 zeigt, daß bei $-I_B$ = 120 μA ein Kollektorstrom $-I_C = 4\,mA$ fließt. Dies gilt allerdings nur für den Fall $-U_{CE} = 5\,V$. Ändert sich die Kollektorspannung z. B. $-U_{CE} = 2\,V$, so verschiebt sich A_1 nach A_1' bzw. A_2 nach A_2'. In erster Näherung ist I_C/I_B die Stromverstärkung des Transistors, die in A_2 größer als in A_2' ist, d. h., die Kollektor-Emitterspannung nimmt Einfluß auf die Größe der Stromverstärkung.

III. Quadrant

Der III. Quadrant zeigt die Eingangskennlinie des Transistors. Da die Basis-Emitterstrecke einen in Durchlaßrichtung betriebenen pn-Übergang darstellt, zeigt die Strom-Spannungskennlinie exponentielles Verhalten (siehe pn-Übergang).

IV. Quadrant

Über die im IV. Quadranten dargestellte Spannungsrückwirkung tritt eine Verschiebung der Eingangskennlinie ein. Bei konstantem Basisstrom $-I_B = 120\,\mu A$ ergibt sich bei einer Verschiebung von A_1 nach A_1' und A_4 nach A_4' eine Verschiebung von A_3 nach A_3'. Dies bedeutet, daß die Kollektor-Emitterspannung rückwirkend auf die Verhältnisse des Eingangskreises einwirkt (siehe Diffusionsdreieck).

Eine ebenfalls gebräuchliche Kennlinie, die die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C von der Basis-Emitterspannung zeigt, ist im Bild 30 dargestellt. Aus dieser Kennlinie läßt sich eine Kenngröße ermitteln, die der Steilheit von Elektronenröhren entspricht.

Für den Impuls- bzw. Schalterbetrieb ist das Verhalten des Transistors von Interesse, wenn die Basis-Emitterdiode in Sperrichtung arbeitet. Da in diesem Fall sowohl die Eingangs- als auch die Ausgangsdiode in Sperrichtung betrieben wird, fließen lediglich Sperr- bzw. Restströme. Bild 31 zeigt den Verlauf der Transistorströme I_E, I_C, I_B in Abhängigkeit von U_{BE}. Da im Kennlinienbereich eine Vorzeichenänderung von U_{BE} eintritt, erfolgt eine Stromumkehr des Basis- und Emitterstromes. Alle drei Ströme streben mit steigender Sperrspannung U_{BE} einem Sättigungswert I_{CS}, I_{ES}, I_{BS} zu. Im Kennlinienfeld existieren drei ausgeprägte Betriebszustände. An der Stelle, wo der Basisstrom durch Null geht, fließt ein Reststrom I_{CEO} über Emitter und Kollektor. Ist $I_E = 0$, so fließt der Reststrom I_{CBO} über Basis und Kollektor. Zwischen beiden Zuständen liegt der Fall $U_{BE} = 0$ (eingangsseitiger Kurzschluß). Hier setzt sich der Kollektorreststrom I_{COK} aus dem Basis- und Emitterstrom zusammen.

Literatur

[1] Falter, M.: Dioden- und Transistorentechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1958

[2] Dosse, J.: Der Transistor — ein neues Verstärkerelement. R. Oldenbourg Verlag, München 1957

[3] Rost, R.: Kristalloden-Technik. Verlag von Wilh. Ernst & Sohn, Berlin 1956

[4] Spenke, E.: Elektronische Halbleiter. Springer-Verlag, Göttingen 1955

[5] Schlegel: Der Transistor — Allgemeine Grundlagen. Fachbuchverlag S. Schütz, Hannover

[6] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1961

[7] Kammerloher, J.: Transistoren — Grundlagen und Niederfrequenzverstärker. G. K. Winter'sche Verlagsbuchhandlung, Füssen

[8] Pulvers, M.: Transistortechnik. radio und fernsehen (1959—1962, Fortsetzungsreihe)

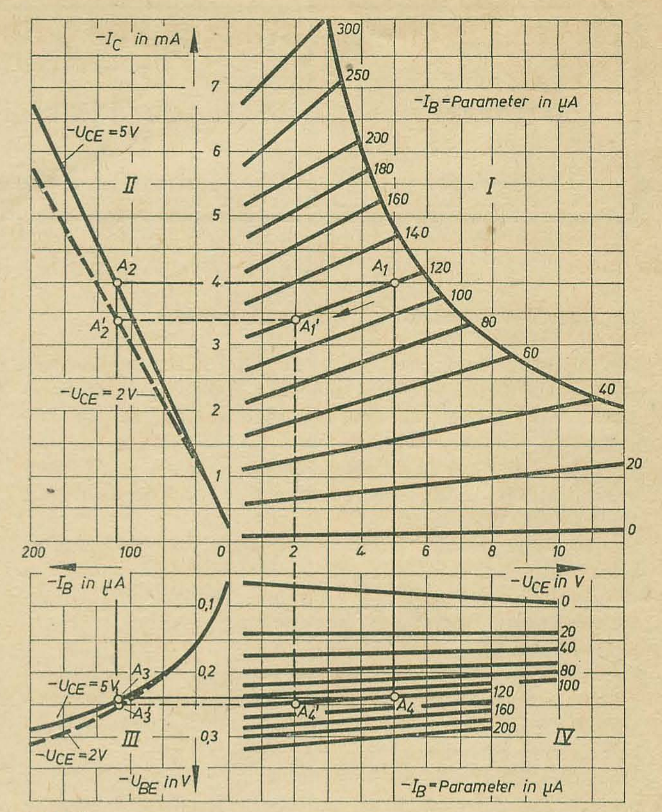


Bild 29

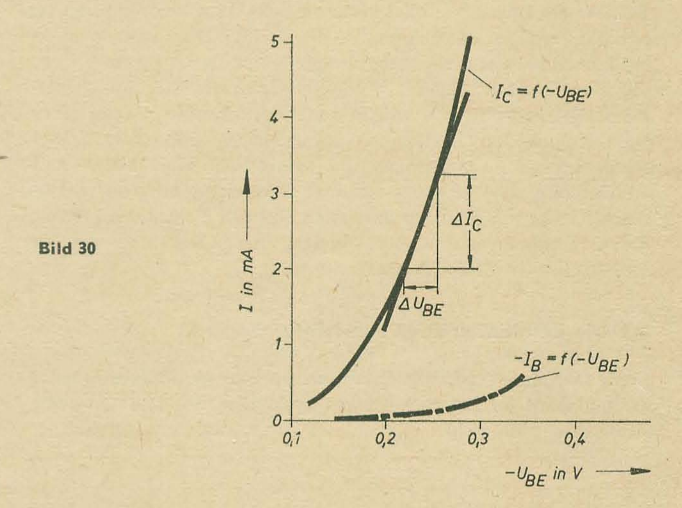


Bild 30

Bild 31

Erzielbare Ausgangsleistungen von halbleiterstabilisierten Netzgeräten

ROLAND MÖCKEL

Teil 2 und Schluß

Einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode

Bild 2 zeigt eine einfache Stabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode. Die Schaltung wird mit einer Gleichspannung U_e betrieben, der eine Wechselspannung $\hat{u} \cdot \sin \omega t$ (Brummspannung) überlagert ist. In bezug auf $\hat{u}$ und R_i gilt das im vorhergehenden Teil Gesagte. Für die weiteren Betrachtungen sollen jedoch R_i und $\hat{u}$ als konstant (vom Strom I_o unabhängig) angesehen werden. Der dynamische Zenerwiderstand $r_z = \Delta U_z / \Delta I_z$, der in erster Linie die Güte der Stabilisierung bestimmt, kann für die folgenden Leistungsbetrachtungen vernachlässigt werden ($r_z \to 0$). Das setzt eine ideale Zenerdiode voraus. Die Vereinfachung ist zulässig, da in allen praktischen Fällen r_z sehr viel kleiner als R_v ist.

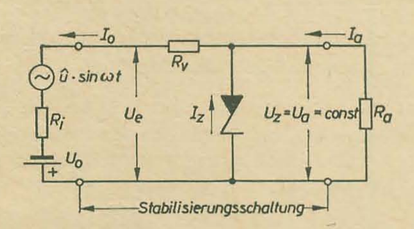


Bild 2: Einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode

Damit die Schaltung bei dem Ausgangsstrom $I_{a\,max}$ noch einwandfrei stabilisiert, ist eine Mindestspannung $U_{o\,min}$ erforderlich.

$$U_{o\,min} = (I_{a\,max} + I_{z\,min})\,(R_v + R_i) + U_z + \hat{u} \tag{13}$$

Der Mindestzenerstrom $I_{z\,min}$ ist vom Zenerdiodentyp und von der Zenerspannung abhängig. Für Leistungszenerdioden ($P_{max} >$ 1 W) beträgt $I_{z\,min} \approx 10 \cdots 20$ mA, für Zenerdioden mit geringerer Verlustleistung 1 bis 3 mA. Im allgemeinen kann $I_{z\,min}$ bei Zenerspannungen zwischen $6 \cdots 8$ V am niedrigsten gewählt werden (scharfes Abknicken der U_z-I_z-Kennlinie). Ein Unterschreiten von $I_{z\,min}$ ist nicht ratsam, da der dynamische Zenerwiderstand r_z dann sehr stark zunimmt. Ein schlechter Stabilisierungsfaktor der Schaltung ist die Folge.

Bei der höchsten Spannung $U_{o\,max}$ wird der Spannungsquelle ein Strom von

$$I_{o\,max} = \frac{U_{o\,max} - U_z}{R_i + R_v}$$

entzogen.

Die Leistung $P_{o\,max} = U_{o\,max} \cdot I_{o\,max}$ wird dann

$$P_{o\,max} = \frac{U_{o\,max}\,(U_{o\,max} - U_z)}{R_i + R_v} \tag{14}$$

Der Schaltung ist eine Ausgangsleistung von

$$P_{a\,max} = I_{a\,max} \cdot U_z \tag{15}$$

entnehmbar. Das gilt auch bei $U_{o\,min}$.

Damit wird der Wirkungsgrad bei der Spannung $U_{o\,max}$

$$\eta = \frac{P_{a\,max}}{P_{o\,max}}$$

Gl. (13) nach $(R_v + R_i)$ aufgelöst und in Gl. (14) eingesetzt, ergibt dann in Verbindung mit Gl. (15)

$$\eta = \frac{U_z \cdot I_{a\,max}\,(U_{o\,min} - U_z - \hat{u})}{U_{o\,max}\,(U_{o\,max} - U_z)\,(I_{a\,max} + I_{z\,min})} \tag{16}$$

Im allgemeinen ist $I_{a\,max} \gg I_{z\,min}$, so daß sich Gl. (16) vereinfacht.

$$\eta = \frac{U_z\,(U_{o\,min} - U_z - \hat{u})}{U_{o\,max}\,(U_{o\,max} - U_z)} \tag{17}$$

Folgende Faktoren werden eingeführt:

$$U_{o\,max} = k \cdot U_{o\,min} \qquad U_z = y \cdot U_{o\,min}$$
$$k > 1 \qquad y < 1$$
$$\hat{u} = c \cdot U_{o\,min}$$
$$c \ll 1$$

$$\eta = \frac{y\,(1 - y - c)}{k^2 - k \cdot y} \tag{18}$$

Es interessiert nun, ob es ein günstigstes Verhältnis $U_z/U_{o\,min}$ gibt, bei dem der Wirkungsgrad ein Optimum erreicht.

$$\frac{d\eta}{dy} = \frac{(1 - 2y - c)\,(k^2 - k\,y) - (-k)\,(y - y^2 - yc)}{(k^2 - k\,y)^2} = 0$$

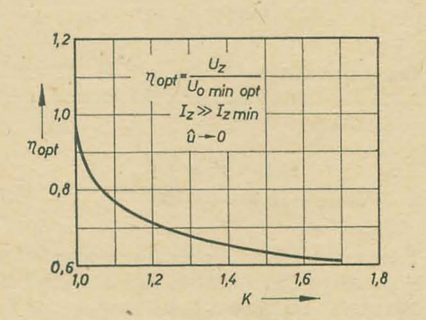


Bild 3: $y_{opt} = f(k)$, (statt η_{opt} lies y_{opt}, statt I_z lies $I_{z\,max}$)

Man erhält

$$y_{1/2} = k \pm \sqrt{k\,(k + c - 1)} \tag{19}$$

Da $k > 1$ und $y < 1$ sein sollen, kann nur das negative Vorzeichen der Wurzel gelten.

$$y_{opt} = k - \sqrt{k\,(k + c - 1)} \tag{20}$$

Die optimale Betriebsspannung $U_{o\,min\,opt}$ wird somit

$$U_{o\,min\,opt} = \frac{U_z}{k - \sqrt{k\,(k + c - 1)}} \tag{21}$$

Die Grenzwerte der in der Praxis am häufigsten vorkommenden relativen Nennspannungsabweichungen k können aus Tabelle 1 entnommen werden.

Kann die Brummspannung $\hat{u}$ vernachlässigt werden ($c \to 0$), dann ergibt sich die im Bild 3 gezeigte Abhängigkeit $y_{opt} = f(k)$.

Aus den Gleichungen (18) und (20) erhält man den optimalen Wirkungsgrad η_{opt} bei $U_{o\,max}$ in Abhängigkeit von k (Bild 4).

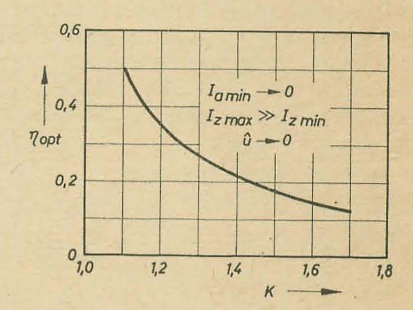


Bild 4: $\eta_{opt} = f(k)$

Der Vorwiderstand $R_{v\,opt}$ ergibt sich mit Gl. (13) zu

$$R_{v\,opt} = \frac{U_{o\,min\,opt} - U_z - \hat{u}}{I_{a\,max} + I_{z\,min}} - R_i \tag{22}$$

Kann die Brummspannung vernachlässigt werden, dann entfällt $\hat{u}$ in Gl. (22).

Welchen maximalen Ausgangsstrom $I_{a\,max}$ kann man nun erzielen, wenn die optimale Betriebsspannung gewählt wird?

Bei der höchsten Spannung $U_{o\,max}$ gilt

$$U_{o\,max} = (I_{a\,min} + I_{z\,max})\,(R_i + R_v) + U_z \tag{23}$$

Verknüpft man Gl. (23) mit Gl. (13) ($U_{o\,min} = U_{o\,min\,opt}$, $U_{o\,max} = U_{o\,max\,opt}$), so erhält man

$$I_{a\,max} = \frac{(U_{o\,min\,opt} - U_z - \hat{u})\,(I_{a\,min} + I_{z\,max})}{U_{o\,max\,opt} - U_z} - I_{z\,min} \tag{24}$$

bzw. mit den relativen Faktoren

$$I_{a\,max} = \frac{\left[U_z\left(\frac{1}{k - \sqrt{k\,(k + c - 1)}} - 1\right) - \hat{u}\right](I_{a\,min} + I_{z\,max})}{U_z\left(\frac{k}{k - \sqrt{k\,(k + c - 1)}} - 1\right)} - I_{z\,min} \tag{25}$$

Bei $\hat{u} \to 0$ kann der maximale Ausgangsstrom überschlagsmäßig nach Gl. (26) berechnet werden.

$$I_{a\,max} \approx \frac{0{,}8}{k}\,(I_{z\,max} + I_{a\,min}) - I_{z\,min} \tag{26}$$

Ist $I_{z\,max} \gg I_{a\,min}$ und $I_{z\,max} \gg I_{z\,min}$, dann ergibt sich bei einer zulässigen Netzspannungsänderung von +15 %/—20 % die einfache Beziehung

$$I_{a\,max} \approx 0{,}5 \cdot I_{z\,max} \tag{27}$$

Ist k gegeben, dann ist der maximale Ausgangsstrom in erster Linie von $I_{z\,max}$ und damit von der zulässigen Verlustleistung P_{max} der Zenerdiode abhängig. Vom Hersteller wird für eine bestimmte Zenerdiode eine zulässige Verlustleistung $P_{max}{}^*$ angegeben. Den dazugehörigen maximalen Zenerstrom $I_z{}^*{}_{max}$ würde man nun nach der Beziehung $I_{z\,max} = P_{max}{}^* / U_z{}^*$ berechnen (* bedeutet wieder eine vom Hersteller angegebene Größe). Dabei ist jedoch Voraussetzung, daß die Diode bei dem vom Hersteller angegebenen Wert von $I_z{}^*$ (bei dem $U_z{}^*$ und $r_z{}^*$ gemessen werden) betrieben wird. Das ist jedoch nicht immer der Fall.
Den maximalen Zenerstrom kann man dann näherungsweise wie folgt berechnen:
Zunächst erhält man

$$U_z \approx U_z{}^* + (I_{z\,max} - I_z{}^*)\, r_z{}^*$$

Die Vernachlässigung in dieser Gleichung besteht darin, daß $r_z{}^* =$ konst. angesetzt wird. In Wirklichkeit ist der dynamische Zenerwiderstand vom Zenerstrom abhängig. $r_z{}^*$ wird kleiner mit steigendem I_z. Der zulässige Zenerstrom wird nun

$$I_{z\,max} \approx \frac{P_{max}{}^*}{U_z} \approx \frac{P_{max}{}^*}{U_z{}^* + (I_{z\,max} - I_z{}^*)\, r_z{}^*}$$

Diese Gleichung löst man nach $I_{z\,max}$ auf und erhält

$$I_{z\,max} \approx \frac{1}{2\, r_z{}^*} \left[\sqrt{(U_z{}^* - I_z{}^*\, r_z{}^*)^2 + 4 \cdot P_{max}{}^*\, r_z{}^*} - (U_z{}^* - I_z{}^*\, r_z{}^*)\right] \tag{28}$$

$$r_z{}^* \neq 0$$

In Gl. (28) bedeuten:

$U_z{}^*$ die vom Hersteller angegebene Zenerspannung, gemessen bei $I_z{}^*$ und

$r_z{}^*$ der vom Hersteller angegebene Zenerwiderstand im Arbeitspunkt $I_z{}^*$.

Besonders bei großem $r_z{}^*$ ist eine Überprüfung von $I_{z\,max}$ mittels Gl. (28) zu empfehlen.
Für $r_z{}^* \to 0$ erhält man die einfache Beziehung

$$I_{z\,max} = \frac{P_{max}{}^*}{U_z{}^*} \tag{29}$$

Die zulässige Verlustleistung von Leistungszenerdioden ist von der maximalen Einbautemperatur, der Kühlfläche und den vom Hersteller angegebenen Werten für $R_{thi}{}^*$ und $t_j{}^*{}_{max}$ abhängig. Sie kann nach Gl. (10) berechnet werden. Die erforderliche Kühlfläche ergibt sich aus Gl. (11).

Beispiel

Es soll ein stabilisiertes Netzgerät dimensioniert werden. Zulässige Netzspannungsänderung +15%/—20%. $U_a = U_z = 12$ V. Zenerdiode: ZL 910/12 (es wird mit dem Mittelwert $U_z{}^* = 12$ V gerechnet). $R_{thi}{}^* = 10$ grd/W; $t_j{}^*{}_{max} = 150$ °C.
Für die Zenerdiode steht aus konstruktiven Gründen nur eine Kühlfläche von 100 cm² zur Verfügung.
Die maximale Umgebungstemperatur beträgt 40 °C, die Übertemperatur durch Eigenerwärmung wird auf 10 °C geschätzt. Der Spannung $U_{o\,min}$ ist eine Brummspannung von 10% überlagert (c = 0,1).
R_i des Stromversorgungsteils = 4 Ω.
Das Netzgerät soll leerlauffest sein ($I_{a\,min} = 0$).
Wie sind U_o und R_v zu wählen, wenn bei Netzüberspannung ein möglichst guter Wirkungsgrad (geringe Wärmeentwicklung) erreicht werden soll?
Zunächst wird die zulässige Verlustleistung P_{max} nach Gl. (10) berechnet.

$$P_{max} = \frac{150 - 50}{\frac{1}{1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 100} + 10} \approx 6 \text{ W}$$

Damit wäre nach Gl. (29) ein maximaler Zenerstrom von $I_{z\,max} = 6/12 = 0{,}5$ A zulässig.
Eine genauere Rechnung nach Gl. (28) ergibt:

$$(I_z{}^* = 0{,}1 \text{ A};\ U_z{}^* = 12 \text{ V};\ r_z{}^* = 4\ \Omega)$$

$$I_{z\,max} = \frac{1}{2 \cdot 4}\left[\sqrt{(12 - 0{,}1 \cdot 4)^2 + 4 \cdot 6 \cdot 4} - (12 - 0{,}1 \cdot 4)\right] = 0{,}45 \text{ A}$$

Mit Gl. (21) erhält man (bei k = 1,44; c = 0,1) für:

$$U_{o\,min\,opt} = \frac{12}{1{,}44 - \sqrt{1{,}44\,(1{,}44 + 0{,}1 - 1)}} = 21{,}7 \text{ V}$$

$U_{o\,min\,opt}$ ist um 20% kleiner als $U_{o\,opt}$. Deshalb wird

$$U_{o\,opt} = \frac{21{,}7 \text{ V}}{0{,}8} = 27{,}2 \text{ V}$$

$$U_{o\,max\,opt} = k \cdot U_{o\,min\,opt} = 31{,}3 \text{ V}$$

Der maximale Ausgangsstrom wird mit Gl. (24) bzw. mit Gl. (25) ($I_{z\,min} = 10$ mA gewählt):

$$I_{a\,max} = \frac{(21{,}7 - 12 - 2{,}17)\,(0 + 0{,}45)}{31{,}3 - 12} - 0{,}01 = 0{,}165 \text{ A}$$

Eine Überschlagsrechnung nach Gl. (27) ergibt 0,225 A. Der Vorwiderstand $R_{v\,opt}$ nach Gl. (22) wird

$$R_{v\,opt} = \frac{21{,}7 - 12 - 2{,}17}{0{,}165 + 0{,}01} - 4 = 39\ \Omega$$

Interessant ist ein Vergleich der beiden durchgerechneten Beispiele. Das transistorgeregelte Netzgerät entzieht bei Netzüberspannung der Spannungsquelle $U_{o\,max}$ etwa dreimal weniger Leistung als die Stabilisierungsschaltung mit der Zenerdiode (der Regeltransistor ändert in Abhängigkeit von der Spannung U_o seinen Widerstand). Die maximale Verlustleistung an der Zenerdiode (Leerlauf) ist etwa dreimal größer als die am Regeltransistor. Der Faktor 3 kann sich natürlich je nach Aufgabenstellung ändern.

Zusammenfassung

Es wird gezeigt, von welchen Faktoren die maximalen Ausgangsleistungen bzw. die maximalen Ausgangsströme von Netzgeräten, deren Ausgangsspannungen durch Halbleiter stabilisiert werden, abhängen. Dabei wurden sowohl für das transistorgeregelte Netzgerät, als auch für die einfache Stabilisierungsschaltung mit Zenerdiode, optimale Betriebsspannungen in bezug auf einen möglichst günstigen Wirkungsgrad der Anordnungen gefunden. Zwei Berechnungsbeispiele zeigten die Anwendung der abgeleiteten Beziehungen.

Literatur

[1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961) H. 15 S. 482—485, H. 16 S. 519—521, H. 17 S. 545—547

[2] Larass, W.: Transistorstabilisierte Netzgeräte. Elektronische Rundschau 14 (1960) H. 2 S. 51—55

[3] Lennartz, H., und Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik. Funktechnik 15 (1960) H. 16 S. 581—584

[4] Graul, H.-J.: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von 0,5 ··· 12,5 V. radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 56—59

[5] Halbleiterinformationen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

[6] Zipperling, H., und Kirchner, W.: Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962) H. 14 S. 433—434

Demnächst erscheint das Hochschullehrbuch für Nebenfach Elektrotechnik

Helmut Claussnitzer

Einführung in die Elektrotechnik

etwa 390 Seiten, 403 Bilder, 12 Tafeln, Kunstleder etwa 28,— MDN

Die Elektrotechnik ist mit den verschiedensten Industriezweigen verknüpft und gewinnt immer größere Bedeutung auch für Nichtelektrotechniker. Die Auswahl des Stoffes für ein solches Buch ist deshalb ganz besonders sorgfältig getroffen und die Darstellung sind kurz und doch gut verständlich gehalten worden.
Der Autor konnte auf seine Unterrichts- und Prüfungserfahrungen mit Nichtelektrotechnikern zurückgreifen. Zahlreiche geschickt ausgewählte Übungsaufgaben sind eingestreut, die die Kenntnisse vertiefen und den Studierenden Möglichkeiten der Selbstkontrolle bieten. Bei den Anwendungen wird, entsprechend ihrer heutigen Bedeutung, den elektrischen Maschinen und Meßgeräten der Nachrichtentechnik und Elektronik ein breiter Raum gewidmet.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Bauanleitung für einen Transistor-ZF-Verstärker für 10,7 MHz

F. STEFFEN

Der nachfolgend beschriebene ZF-Verstärker wurde als Folgestufe für den in radio und fernsehen 13 (1964) H. 13 S. 403 beschriebenen UKW-Tuner dimensioniert.

Schaltungsauswahl

Als Schaltung kommt die Basis- oder die Emitterschaltung in Frage. Beide besitzen jedoch für diesen Verwendungszweck ihre Vor- und Nachteile. Die Emitterschaltung ergibt eine höhere Stufenverstärkung, arbeitet aber nicht so stabil. Die Transistorexemplarstreuungen wirken sich stärker auf den Eingangswiderstand der Stufe und damit auf die Durchlaßkurve aus. Außerdem ist die Neutralisation unbedingt erforderlich und wesentlich kritischer in ihrer Einstellung, da in der Emitterschaltung die Rückwirkungskapazität etwa fünfmal so groß wie in der Basisschaltung ist. Daher verwendet man die Emitterschaltung vorwiegend für AM-ZF-Verstärker von 486 kHz, weil sich bei dieser Frequenz die Neutralisation noch leichter beherrschen läßt. Für 10,7 MHz scheint es zunächst günstiger zu sein, die weniger schwinganfällige Basisschaltung zu verwenden. Wenn man jedoch auf die Möglichkeit der höheren Stufenverstärkung in der Emitterschaltung verzichtet und etwa die Verstärkung der Basisstufe vorgibt, so kann man durch entsprechend lose Ankopplung bis auf die schwierigere Neutralisation die Nachteile der Emitterschaltung beseitigen, d. h. die Auswirkungen der Transistor-Exemplarstreuungen erheblich herabsetzen. So kommt es, daß man in Industrieschaltungen vorwiegend die Emitterschaltung antrifft. Dabei ergibt sich durch die lose Ankopplung gleichzeitig noch eine etwas größere Selektion.

Obwohl also die Emitterschaltung in gewisser Hinsicht günstiger ist (bessere Selektion) wurde die Basisschaltung angewandt (einfachere Neutralisation). Das Problem der Selektion ist auf dem UKW-Band nicht so kritisch wie z. B. bei Mittelwelle.

Schaltungsaufbau

Das ZF-Signal gelangt über die Ankopplungswicklung und den Koppelkondensator an den Emitter des ersten Transistors. Dabei ist die Windungszahl und die Kapazität so bemessen, daß der Eingangswiderstand der ersten ZF-Stufe von etwa 55 Ω den Ausgangskreis des Tuners auf die gewünschte Bandbreite bringt. Die Basis liegt über einen Kondensator für HF an Masse. Die Widerstände dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes und zur Stabilisierung gegen Temperaturschwankungen. Im Kollektor liegt ein Widerstand von 250 Ω. Er verhindert, daß Schwankungen der Kollektorkapazität zu stark in den Kreis des Bandfilters eingehen. Stimmt man z. B. den Empfänger im Sinn einer Verminderung der ZF ab, so steigt am Kollektor der ZF-Stufen bei Annäherung an einen Sender die Wechselspannung bis zum Resonanzpunkt des Filters an. Da aber die dynamische Kollektorkapazität mit wachsender Kollektorwechselspannung ebenfalls ansteigt, wird das Filter zu niedrigeren Frequenzen hin verstimmt. Es macht sich eine Art Zieherscheinung bemerkbar. Wird nun der Resonanzpunkt überschritten, macht sich infolge der Spannungsabhängigkeit der Kollektorkapazität ein sprunghafter Abfall bemerkbar, da die Kollektorkapazität nach Überschreiten der maximalen Spannung mit der Spannung abnimmt. Die damit verbundene Verstimmung bewirkt eine zusätzliche Abnahme der Kollektorwechselspannung, was wiederum die Kapazität weiter verringert. Folglich kann der Empfang eines Senders beim Durchstimmen mit einem hörbaren Knack abreißen. Dies soll der Widerstand verhindern.

Als selektive Koppelglieder zwischen den einzelnen Stufen sind Bandfilter vorgesehen. Damit die Betriebsgüte des Primär- und des Sekundärkreises gleich groß wird, muß die Leerlaufgüte des Primärkreises größer gemacht werden, da er durch den Ausgangswiderstand des Transistors stärker bedämpft wird. Die geforderte Leerlaufgüte wird durch ein größeres L/C-Verhältnis erreicht. Beim Sekundärkreis ist dieses größere L/C-Verhältnis nicht erforderlich, da die Bedämpfung und damit die Bandbreite durch die Ankopplung eingestellt werden kann.

Zur Neutralisation dienen zusammen mit einem Neutralisationskondensator vier Windungen, die an L_1 fortgesetzt gewickelt sind. In diesen vier Windungen wird eine der Kollektorspannung gegenphasige Spannung induziert und über den 5-pF-Neutralisations-Kondensator dem Emitter zugeführt. Damit kann die unerwünschte Rückwirkung kompensiert werden. Auf die Sekundärwicklung ist die Koppelwicklung für die nächste Stufe aufgebracht. Die zweite und die dritte Stufe entsprechen der ersten Stufe. Die letzte Stufe arbeitet als Begrenzer. Dabei ist für die bei dieser Funktion notwendige Großsignalverstärkung ein geringerer Außenwiderstand erforderlich. Um diesen nicht auf Kosten einer zu großen Bandbreite zu erreichen (niedriges L/C-Verhältnis), ist der Kreis etwa im Verhältnis 2 : 3 angezapft. Auf diese Weise liegt nur ein Teil der Spule im Kollektorstromweg des Transistors. Etwaige Unsymmetrie des Diodenpärchens des Demodulators kann man mit dem Einstellregler ausgleichen.

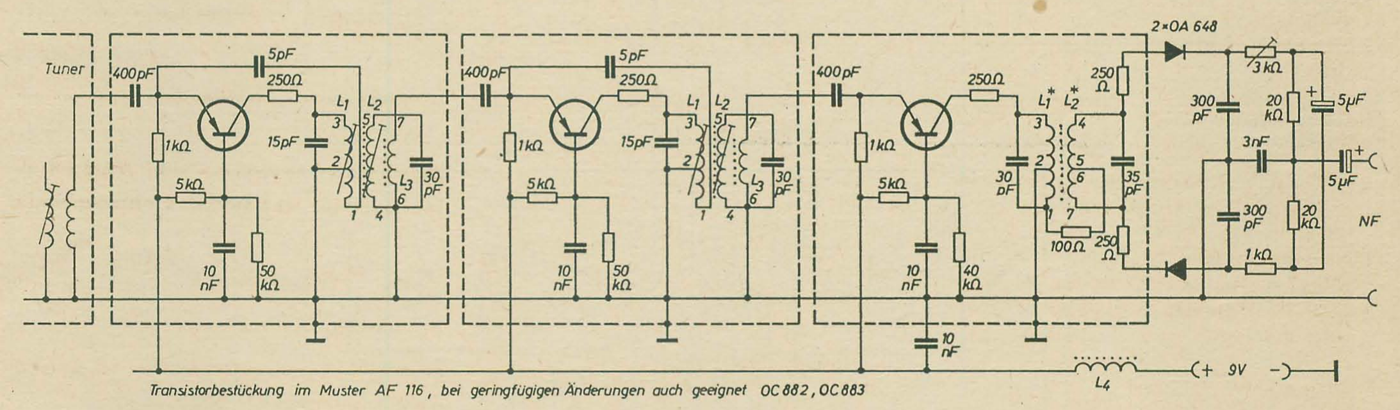


Bild 1: Schaltbild der ZF-Stufe

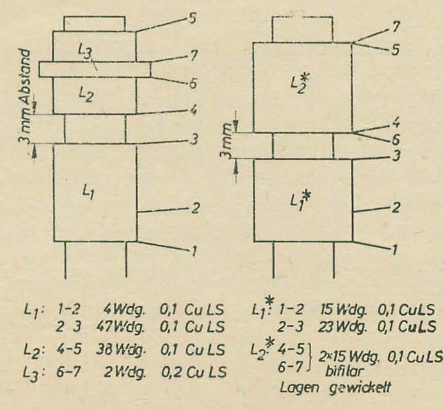


Bild 2: Wickelschema der Filterspulen

Aufbau

Als Filterkörper wurden die beim Umbau von Parallelton auf Intercarriersystem und beim Umbau von alter ZF (19 ··· 24 MHz) auf neue ZF (33,4 ··· 38,9 MHz) in Rundfunkwerkstätten angefallenen Fernsehfilter verwendet. Ein Stiefelkörper wurde entfernt, so daß sich Platz für den Transistor und die übrigen Bau-

Bauanleitung für einen Transistor-Rechteckwellengenerator

DIETER BORKMANN

Im folgenden Beitrag wird ein Rechteckwellengenerator beschrieben, mit dem 11 Festfrequenzen im Bereich von etwa 0,05 Hz bis etwa 50 kHz erzeugt werden können.

Elektrischer Aufbau

Der beschriebene Rechteckwellengenerator arbeitet als astabiler Multivibrator. Das Grundprinzip des Multivibrators (Bild 1) ist ein stark rückgekoppelter Verstärker, dessen zwei Transistoren T_1 und T_2 sich gegenseitig auf- und zusteuern. Der Übergang von einem in den anderen Zustand erfolgt sprungartig. Zum besseren Verständnis der Funktionsweise des Multivibrators sei auf die ausführliche Literatur verwiesen [1] [2]. Die im Bild 1 angegebene Grundschaltung des Multivibrators hat jedoch den Nachteil einer sehr geringen Flankensteilheit. Diese kann durch mehrere Schaltungsmaßnahmen verbessert werden. So wird sie z. B. um so größer, je geringer die gegenseitige strommäßige Belastung der Transistoren T_1 und T_2 ist. Als sehr wirkungsvolle Maßnahme zur Verbesserung der Flankensteilheit erweist sich daher die Zwischenschaltung einer Kollektorstufe, deren hochohmiger Eingang die Schaltstufe praktisch nicht mehr belastet. Das Schaltbild des Rechteckwellengenerators zeigt Bild 2. Die Schaltung ist symmetrisch aufgebaut. Sie besteht aus einem astabilen Multivibrator (T_2 und T_5), zwischen dessen Schalttransistoren zur strommäßigen Entlastung je eine Kollektorstufe geschaltet ist (T_3 und T_4).

Die Auskopplung der Rechteckimpulse erfolgt über je eine weitere Kollektorstufe (T_1 und T_6). Diese Stufen dienen zur weiteren Verbesserung der Flankensteilheit sowie zur Herabsetzung des Innenwiderstandes der Schaltung.

Die Ausgänge sind beim Mustergerät unsymmetrisch aufgeteilt.

Bu_1 und Bu_3: Auskopplung des Rechteckimpulses über C_2,
Bu_1 und Bu_2: kapazitiver Ausgang über Spannungsteiler 10 : 1,
Bu_4 und Bu_5: Auskopplung des Rechteckimpulses über C_1,
Bu_4 und Bu_6: galvanischer Ausgang

Der galvanische Ausgang ist für Anwendungsfälle vorgesehen, wo der eingebaute Emitterwiderstand von 1 kΩ zu hochohmig ist bzw. wenn eine weitere Leistungsendstufe oder ein Übertrager angeschlossen werden soll. Im letzteren Fall ist durch ein in Reihe mit dem Übertrager liegendes RC-Glied dafür zu sorgen, daß der max. Kollektorstrom von etwa 100 mA nicht überschritten wird (Bild 3). Als Richtwert für den Kondensator können 100 μF angenommen werden. Der Widerstand soll den Strom soweit begrenzen, daß die zu übertragende Leistung gerade erreicht wird.

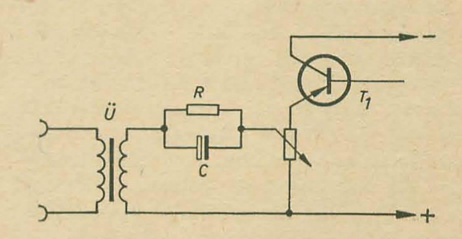


Bild 3: Anschluß eines Übertragers an den galvanischen Ausgang des Rechteckwellengenerators Mv 1006

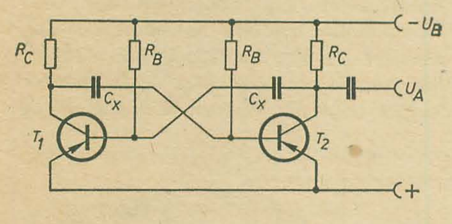


Bild 1: Grundschaltung eines astabilen Multivibrators

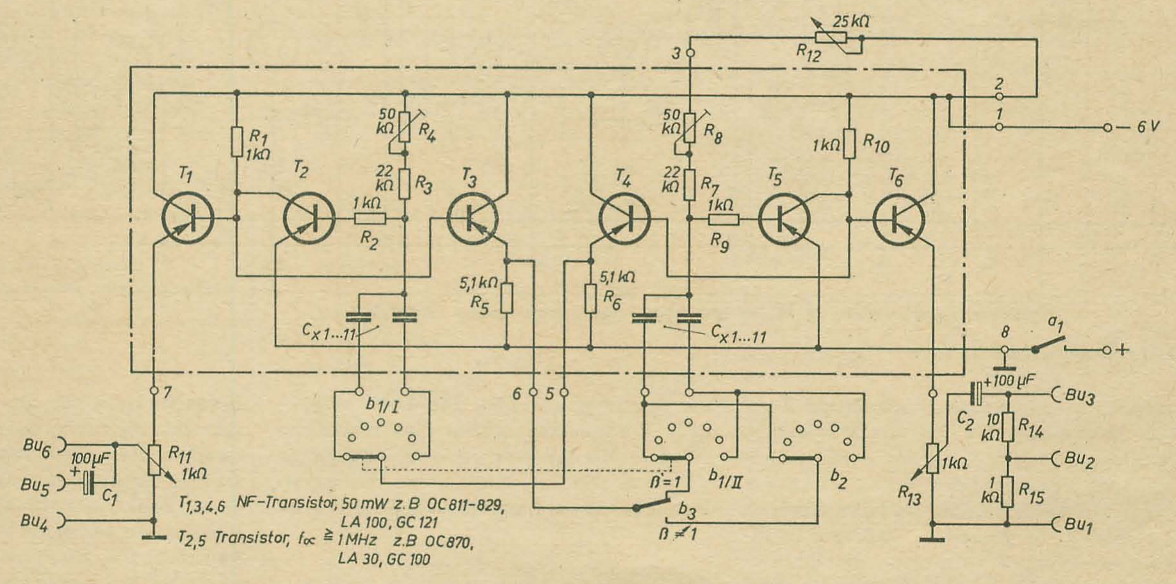


Bild 2: Schaltbild des Rechteckwellengenerators Mv 1006

Dimensionierung der Schaltung

Die Größe der erzeugten Rechteckfrequenz ergibt sich aus

$$f \approx \frac{1}{0{,}7 \cdot R_B \cdot C_X}$$

Den Wert der Basisvorwiderstände R_B kann man annähernd nach $R_B \approx \beta \cdot R_a$ ermitteln. Für $\beta = 50$ und $R_a = 1$ kΩ ergibt sich R_B zu etwa 50 kΩ.

Beim Mustergerät wurden die elf Festfrequenzen in dem Bereich von 30 Hz bis 30 kHz gewählt. Die einzelnen Frequenzen und die dafür erforderlichen Kapazitäten sind aus folgender Tabelle ersichtlich.

---

elemente ergab. Der andere Stiefelkörper wurde nach Bild 2 gewickelt. Als Kerne wurden die Originalkerne verwendet. Die jeweils durch Strichelung umrandeten Bauelemente wurden in einem gemeinsamen Filterbecher untergebracht. Jede Stufe erhält einen eigenen Massepunkt, der dann mit der Abschirmhaube verbunden wird. Diese werden dann untereinander verbunden.

Abgleich

Der Abgleich geht wie üblich vor sich. Der Sekundärkreis des Ratiofilters wird stark verstimmt (Kern ganz herausgedreht). Dann wird der Meßsender bzw. der Griddipper unmoduliert an den ZF-Eingang gelegt. Der Kreis auf dem Tuner muß hierbei mit berücksichtigt werden. Die einzelnen Kreise werden auf maximale Summenrichtspannung abgeglichen. Dann wird der Sekundärkreis auf Nulldurchgang eingestellt und — notfalls — der Primärkreis nachgestimmt.

Literatur

Telefunken Laborbuch, Band 2

Festfrequenzen

	C_X	f
1.	1 μF	30 Hz
2.	0,47 μF	60 Hz
3.	0,22 μF	130 Hz
4.	0,1 μF	300 Hz
5.	0,047 μF	600 Hz
6.	0,022 μF	1300 Hz
7.	0,01 μF	3 kHz
8.	4,7 nF	6 kHz
9.	2,2 nF	12 kHz
10.	1,5 nF	20 kHz
11.	680 pF	30 kHz

Während der Multivibrator bei tiefen Frequenzen sicher schwingt, ist bei Frequenzen über 20 kHz ein gewisses Aussuchen der Transistoren T_2 und T_3 erforderlich. Für diese beiden in Emitterschaltung betriebenen Stufen sollten auf alle Fälle Transistoren mit höherer Grenzfrequenz eingesetzt werden (z. B. OC 813, OC 870, GC 100). Die Stromverstärkung dieser beiden Transistoren soll $\beta > 50$, der Kollektorreststrom nicht über 200 μA liegen.
Um das Tastverhältnis möglichst symmetrisch zu bekommen, müssen die frequenzbestimmenden Kapazitäten paarweise ausgesucht werden. Für die höchste Frequenz, bei der der Multivibrator noch sicher anschwingt, also etwa im Bereich von 30 kHz bis 50 kHz, ist eine Kapazität zwischen 500 pF und 1 nF erforderlich. Hierzu ist die Reihenschaltung eines 1-nF-Kondensators mit einem weiteren, jeweils zu ermittelnden Kondensator zwischen 1 nF und 5 nF vorgesehen.

Abgleich

Der Abgleich beschränkt sich auf die exakte Einstellung der Basisvorwiderstände für die Schalttransistoren T_2 und T_5.
Vor dem Abgleich sind die Einstellregler R_4 und R_9 kurzzuschließen sowie das Potentiometer R_8 auf Mitte zu stellen.
Je größer die Basisvorwiderstände sind, um so besser ist die Anschwingsicherheit, speziell bei hohen Frequenzen. Wird ihr Wert zu groß, so kommt es zu einer Verzerrung der Kurvenform.
Der Abgleich ist bei Nennlast vorzunehmen und erfolgt zweckmäßigerweise oszillografisch.
Nach Augenmaß wird nun mit einem der beiden Einstellregler auf etwa gleiches Tastverhältnis abgeglichen und dann mit beiden Reglern symmetrisch der Basisvorwiderstand erhöht, bis gerade noch keine Kurvenverzerrung eintritt.

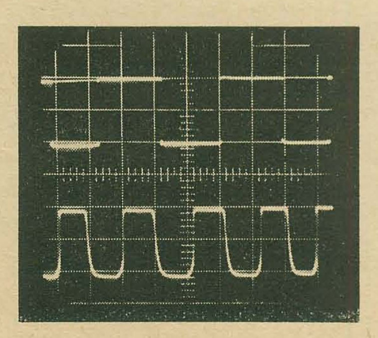


Bild 4: Kurvenform der Rechteckfrequenz (oben: f = 30 Hz, unten: f = 30 kHz)

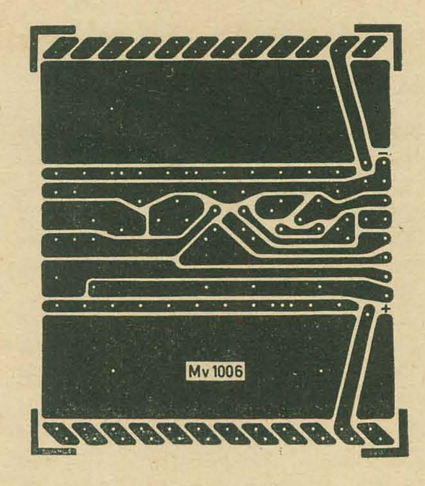


Bild 5: Leitungsführung der Leiterplatte Mv 1006

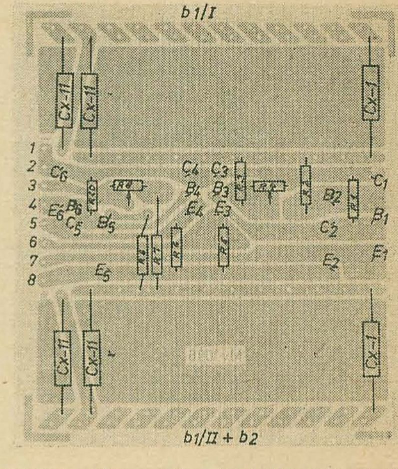


Bild 6: Bestückungsplan der Leiterplatte Mv 1006

Der Abgleich ist dann richtig, wenn bei keiner Frequenz Verformungen der Rechteckkurve zu erkennen sind und der Multivibrator bei allen Frequenzen, speziell bei den hohen, sicher anschwingt. Die relative Flankensteilheit ist bei hohen Frequenzen natürlich wesentlich schlechter als bei niedrigen. Bild 4 zeigt zum Vergleich eine Frequenz von 30 Hz (oben) sowie von 30 kHz (unten).

Mechanischer Aufbau

Für den Aufbau der Schaltung wurde die gedruckte Verdrahtung angewendet. Die Herstellung der Leiterplatte erfolgte auf fotomechanischem Wege. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen 110×95 mm. Die Leitungsführung zeigt Bild 5. Auf ihr sind alle Bauelemente untergebracht, die sich auf dem Schaltbild (Bild 2) innerhalb der gestrichelten Linie befinden.
Der Bestückungsplan für die Leiterplatte ist im Bild 6 dargestellt. Wer nicht die Möglichkeit hat, sich die gedruckte Platte anzufertigen, kann die Verdrahtung auch mit einem Drahtstiftbrettchen ausführen, dessen Herstellung unter [3] ausführlich beschrieben wurde.
Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten das Fotonegativ der Leiterplatte sowie auch die Leiterplatte selbst abzugeben.
Zur Stromversorgung wurde beim Mustergerät drei in Reihe geschaltete Blei-Trockenakkumulatoren mit je 2 V/0,5 Ah (ETS-Rulag) verwendet. Sehr gut eignen sich auch

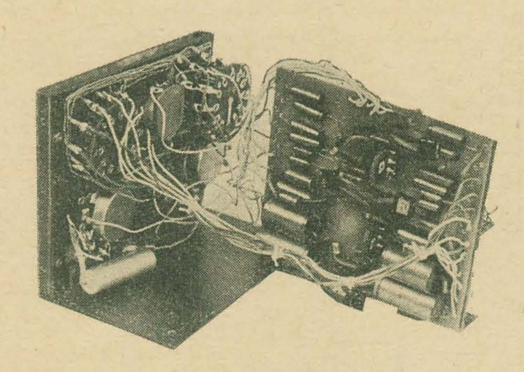


Bild 7: Innenansicht des fertigen Gerätes

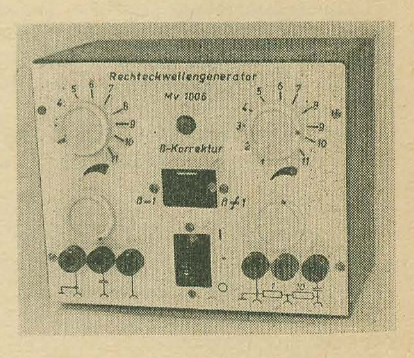


Bild 8: Vorderansicht des fertigen Gerätes

Kenndaten

Frequenzbereich:	11 Festfrequenzen, wählbar im Bereich von etwa 0,05 Hz bis etwa 50 kHz
Tastverhältnis:	umschaltbar, entweder 1:1 mit Feinabgleich, oder stufenweise einstellbar bis etwa 1:10 bzw. 10:1
Flankensteilheit:	≧2 V/μs
Ausgänge:	bei symmetrischem Aufbau zwei jeweils um 180° verschobene Rechteckspannungen, kontinuierliche Amplitudenregelung für beide Ausgänge; eingebauter Spannungsteiler 10:1 und kapazitive Auskopplung für einen Ausgang, kapazitive und galvanische Auskopplung für den anderen Ausgang
Ausgangsspannung (Leerlauf):	etwa $U_B/2$
Betriebstemperatur:	—10 °C···+45 °C
Frequenzänderung im Temperaturbereich:	$\Delta f \leqq 2\%$
Amplitudenänderung im Temperaturbereich:	$\Delta U_L \leqq 5\%$
Betriebsspannung:	6 V
Stromaufnahme (Leerlauf):	≈15 mA

Das Oszillogramm und die Meßwerte wurden mit einem Universal-Zweistrahloszillograf „Duoskop" Typ EO 1/130 aufgenommen.

zwei in Reihe geschaltete Flachbatterien mit je 4,5 V. Die Akkumulatoren haben den Vorteil, daß sie oftmals wieder aufgeladen werden können. Dabei ist jedoch zu beachten, daß sie gasdicht verschlossen sind. Eine nach Beendigung der Aufladung einsetzende Gasung kann nicht entweichen und bläht den Akkumulator sehr schnell auf. Daher ist die Aufladung unter Kontrolle durchzuführen oder eine geeignete Abschaltvorrichtung vorzusehen. Der Ladestrom soll etwa 15 ··· 20 mA betragen.

Das komplette Gerät ist in einem Gehäuse mit den Abmessungen 125×100×75 eingebaut. Die Leiterplatte kann aus dem Gerät servicegerecht herausgeschwenkt werden (Bild 7).

Alle Bedienungselemente und Anschlußbuchsen sind auf der Frontplatte untergebracht. Das fertige Gerät zeigt Bild 8.

Literatur

[1] Lennartz/Taeger: Transistor-Schaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1963

[2] Fischer, H.-J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militärverlag, Berlin 1962

[3] Borkmann, D.: Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker mittlerer Leistung. radio und fernsehen 13 (1964) H. 11 S. 345—347

Temperaturstabilisierung mit Heißleiterwiderständen

GERHARD RUDER

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik WIB Dresden

Heißleiterwiderstände (Thermistoren) eignen sich infolge ihres hohen negativen Temperaturkoeffizienten zur Temperaturstabilisierung bzw. zur Erzielung eines bestimmten Temperaturverlaufes bestimmter Parameter.

So zeigen vor allem mit Halbleiterbauelementen bestückte Schaltungseinheiten oft eine hohe Temperaturabhängigkeit der Ausgangsgrößen. Durch Einsatz von Heißleiterwiderständen an geeigneten Punkten einer Schaltung läßt sich der Temperaturgang bedeutend verringern.

Die Temperaturabhängigkeit eines Heißleiterwiderstandes wird nach [1] ausgedrückt durch

$$R = r \cdot e^{b/T} \qquad (1)$$

wobei

r eine Konstante in Ω,
b die Energiekonstante des verwendeten Materials in °K und
T die absolute Temperatur in °K

darstellen.

Der Hersteller gibt den Widerstandswert bei der Raumtemperatur T_0 (20 °C = 293 °K) an.

$$R_{T_0} = r \cdot e^{b/T_0} \qquad (2)$$

Mit Gl. (2) erhält man für eine beliebige Temperatur T_1 den Widerstandswert

$$R_{T_1} = r \cdot e^{b/T_1} = R_{T_0} \cdot e^{b\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}\right)}$$

und mit $T_1 = T_0 + \Delta T_1$

$$R_{T_1} = R_{T_0} \cdot e^{-\frac{b}{T_0} \cdot \frac{\Delta T_1}{T_0 + \Delta T_1}} \qquad (3)$$

Im allgemeinen ist ein „Dreipunktabgleich" sinnvoll, bei dem der praktisch erreichbare Temperaturverlauf an drei Punkten mit dem gewünschten in Übereinstimmung gebracht wird. Der gewünschte Temperaturverlauf wird dabei durch eine Kombination aus drei Widerständen, bestehend aus zwei üblichen Schicht- oder Drahtwiderständen und einem Heißleiterwiderstand, angenähert. Für diese Verwendung sind die beiden im Bild 1 gezeigten Anordnungen möglich. Beide sind einander dual, denn man braucht nur zu setzen

a)	b)
R_p	G_v
R_v	G_p
R_T	G_T

und erhält damit den gleichen Gleichungsaufbau.

Die Ermittlung der drei Teilwiderstände dieser beiden Anordnungen ist nur unter folgenden Voraussetzungen möglich:

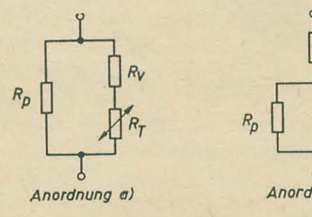


Bild 1: Die beiden möglichen Anordnungen für einen „Dreipunktabgleich"

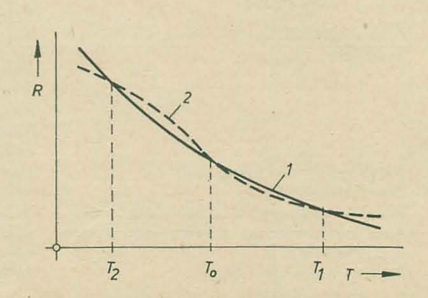


Bild 2: Prinzipieller Temperaturverlauf eines Widerstandes, Kurve 1 ≙ erwünschter Verlauf, Kurve 2 ≙ erzielbarer Verlauf

1. Zur Temperaturkompensation einer Schaltung ist nur ein Widerstand geeignet, der mit steigender Temperatur kleiner werden muß (bedingt durch den negativen Temperaturkoeffizienten des Heißleiterwiderstandes).
2. Der Gesamtwiderstand der Kombination muß jeweils bei den drei Temperaturen, bei denen der Widerstandsverlauf in Übereinstimmung gebracht werden soll, bekannt sein (z. B. empirisch ermittelt werden).

Im Bild 2 stellt Kurve 1 den geforderten Verlauf eines bestimmten Widerstandes zur Erzielung eines vorgegebenen Temperaturganges einer Schaltung dar. Kurve 2 gibt den mit der Anordnung a) oder b) erzielbaren Verlauf des Gesamtwiderstandes wieder. An den drei Punkten T_0, T_1 und T_2 wird Übereinstimmung erzielt.

Bekannt seien die Widerstandswerte R_0, R_1 und R_2 der Anordnung a) bzw. b) bei den Temperaturen T_0, T_1 und T_2. Die Energiekonstante wird dem Katalog des Herstellers entnommen.

Man bildet aus Gl. (3)

$$p = \frac{R_{T_1}}{R_{T_0}} = e^{-\frac{b}{T_0} \cdot \frac{\Delta T_1}{T_0 + \Delta T_1}} \qquad (4)$$

und

$$q = \frac{R_{T_2}}{R_{T_0}} = e^{-\frac{b}{T_0} \cdot \frac{\Delta T_2}{T_0 + \Delta T_2}} \qquad (5)$$

Für die Kombination a) gilt unter Berücksichtigung der Gln. (4) und (5) bei

$T = T_0$

$$R_0 = \frac{R_p (R_v + R_{T_0})}{R_p + R_v + R_{T_0}} \qquad (6)$$

bei

$T = T_1$

$$R_1 = \frac{R_p (R_v + R_{T_1})}{R_p + R_v + R_{T_1}} = \frac{R_p (R_v + p R_{T_0})}{R_p + R_v + p R_{T_0}} \qquad (7)$$

bei

$T = T_2$

$$R_2 = \frac{R_p (R_v + R_{T_2})}{R_p + R_v + R_{T_2}} = \frac{R_p (R_v + q R_{T_0})}{R_p + R_v + q R_{T_0}} \qquad (8)$$

Durch Auflösen der Gln. (6), (7) und (8) nach R_p und Gleichsetzen von (6) mit (7) bzw. (6) mit (8) ergeben sich zwei Gleichungen mit den Unbekannten R_v und R_{T_0}:

$$R_v^2 + R_v (1 + p) R_{T_0} + p R_{T_0}^2 - \frac{(1 - p) R_{T_0} R_0 R_1}{R_0 - R_1} = 0 \qquad (9)$$

und

$$R_v^2 + R_v (1 + q) R_{T_0} + q R_{T_0}^2 - \frac{(1 - q) R_{T_0} R_0 R_2}{R_0 - R_2} = 0 \qquad (10)$$

Das Auflösen nach R_v und Gleichsetzen liefert eine Gleichung mit der Unbekannten R_{T_0}:

$$p - \sqrt{(1 - p)^2 + \frac{4(1 - p)}{R_{T_0}} \cdot \frac{R_0 R_1}{R_0 - R_1}} = q - \sqrt{(1 - q)^2 + \frac{4(1 - q)}{R_{T_0}} \cdot \frac{R_0 R_2}{R_0 - R_2}} \qquad (11)$$

Daraus folgt

$$R_{T_0} = \frac{[R_0 R_1 (1-p) - R_0 R_2 (1-q) + R_1 R_2 (p-q)]^2}{(R_0-R_1)(R_0-R_2)(R_1-R_2)(1-p)(1-q)(p-q)} \quad (12)$$

Durch Einsetzen von Gl. (12) z. B. in Gl. (9) erhält man

$$R_v = \frac{[R_0 R_1 (1-p) - R_0 R_2 (1-q) + R_1 R_2 (p-q)]}{(R_0-R_1)(R_0-R_2)(R_1-R_2)} \cdot \frac{[-R_0 R_1 q (1-p) + R_0 R_2 p (1-q) - R_1 R_2 (p-q)]}{(1-p)(1-q)(p-q)} \quad (13)$$

Das Einsetzen der Gln. (12) und (13) in Gl. (6) liefert schließlich

$$R_p = \frac{R_0 R_1 (1-p) - R_0 R_2 (1-q) + R_1 R_2 (p-q)}{-R_0 (p-q) + R_1 (1-q) - R_2 (1-p)} \quad (14)$$

Für die Kombination b) erhält man R_{T_0}, R_p und R_v, wenn man in die Gln. (12), (13) und (14) die dualen Schaltelemente bzw. Leitwerte G_{T_0}, G_p, G_v, G_o, G_1 und G_2 einsetzt sowie p und q durch 1/p und 1/q ersetzt. Durch Auflösen nach den Widerständen erhält man aus Gl. (12)

$$R_{T_0} = \frac{(R_0-R_1)(R_0-R_2)(R_1-R_2)(1-p)(1-q)(p-q)}{[R_0 (p-q) - R_1 p (1-q) + R_2 q (1-p)]^2} \quad (15)$$

aus Gl. (13)

$$R_p = \frac{(R_0-R_1)(R_0-R_2)(R_1-R_2)(1-p)(1-q)(p-q)}{[R_0 (p-q) - R_1 p (1-q) + R_2 q (1-p)] [-R_0 (p-q) + R_1 (1-q) - R_2 (1-p)]} \quad (16)$$

und aus Gl. (14)

$$R_v = \frac{-R_0 R_1 q (1-p) + R_0 R_2 p (1-q) - R_1 R_2 (p-q)}{R_0 (p-q) - R_1 p (1-q) + R_2 q (1-p)} \quad (17)$$

In der Praxis verfährt man etwa so, daß zunächst die Widerstandswerte R_0, R_1 und R_2 empirisch ermittelt werden. Hierzu wird die Schaltungseinheit in einen Temperaturschrank gebracht und jener Widerstand durch einen regelbaren ersetzt, der später den gewünschten Temperaturgang der Schaltung bewirken soll. Bei drei verschiedenen Temperaturen werden die Widerstände R_0, R_1 und R_2 ermittelt, indem der regelbare Widerstand jeweils so eingestellt wird, daß der gewünschte Wert der Ausgangsgröße erreicht wird.

Abschließend soll das Verfahren an einem praktischen Beispiel erläutert werden.

Bei der im Bild 3 dargestellten Schaltung sollte der durch den Widerstand R_b und das Meßinstrument fließende Strom I_1 möglichst wenig temperaturabhängig sein. Der eingespeiste Strom I teilt sich auf in den Strom I_1 und den Basisstrom I_b des Transistors. Da die Stromverstärkung des Transistors temperaturabhängig ist, ändert sich I_b und dadurch I_1 mit der Temperatur.

Der Emitterwiderstand R_e (10 kΩ bei einer Raumtemperatur von 20 °C) wurde durch einen regelbaren ersetzt und damit bei +50 °C und —10 °C Werte von 7,5 und 15 kΩ ermittelt. Es wurde ein Heißleiter mit einer Energiekonstanten b = 2500 °K vorgesehen und die Anordnung b) zugrunde gelegt.

Mit b = 2500 °K, $\Delta T_1 = +30$ grd, $\Delta T_2 = -30$ grd erhält man aus den Gln. (4) und (5)

$$p = 0{,}452 \quad \text{und} \quad q = 2{,}649$$

Mit $R_0 = 10$ kΩ, $R_1 = 7{,}5$ kΩ und $R_2 = 15$ kΩ errechnet man aus den Gln. (15), (16) und (17)

$$R_{T0} = 6{,}39 \text{ k}\Omega$$
$$R_p = 24{,}95 \text{ k}\Omega$$
$$R_v = 4{,}91 \text{ k}\Omega$$

Gewählt wurden die Standardwerte

$$R_{T0} = 5{,}6 \text{ k}\Omega, \quad R_p = 27 \text{ k}\Omega, \quad R_v = 5{,}1 \text{ k}\Omega$$

Damit ergeben sich für R_e die theoretischen Werte

$$R_{e0} = 9{,}75 \text{ k}\Omega, \quad R_{e1} = 7{,}4 \text{ k}\Omega, \quad R_{e2} = 14{,}7 \text{ k}\Omega$$

Im Bild 4 ist der Temperaturgang des Stromes I_1 der im Bild 3 dargestellten Schaltung aufgetragen. Der Temperaturgang der stabilisierten Schaltung ist etwa um den Faktor 3 geringer.

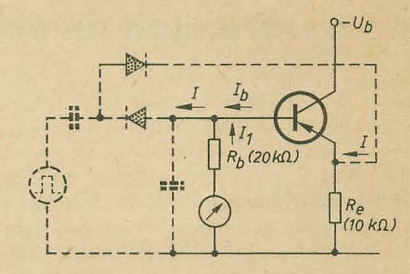


Bild 3: Beispiel einer temperaturstabilisierten Schaltung

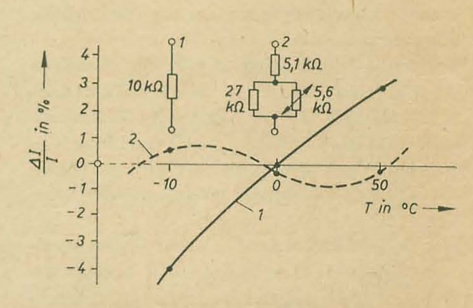


Bild 4: Temperaturgang der Schaltung nach Bild 3, Kurve 1 ≙ ohne Temperaturkompensation, Kurve 2 ≙ mit Temperaturkompensation

Zusammenfassung

Ausgehend von der allgemeinen Gleichung für den Widerstandsverlauf eines Heißleiters über der Temperatur werden Bestimmungsgleichungen abgeleitet. Diese gelten für die drei Widerstandswerte der beiden möglichen Anordnungen mit drei Widerständen (ein Heißleiterwiderstand und zwei normale Widerstände), mit denen der erzielbare Widerstandsverlauf bei drei Temperaturen mit einem gewünschten in Übereinstimmung gebracht werden kann. Abschließend wird das Verfahren an einem Beispiel erläutert.

Literatur

[1] Katalog des VEB Keramische Werke Hermsdorf. Ausgabe Januar 1962

[2] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, II. Band. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, S. 119—121

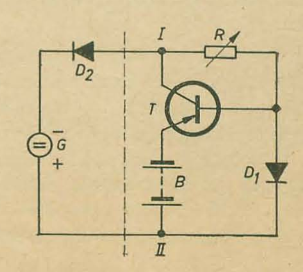
Geregelte Batterieladung

Nach dem USA-Patent 3117269 (R.C.A.) läßt sich mit Hilfe eines Leistungstransistors und einer Zenerdiode ein geregeltes Ladegerät für Autobatterien aufbauen, das eine Überladung mit ihren schädlichen Folgen ausschließt (Bild).

G ist ein Gleichstromgenerator oder ein Gleichrichtergerät der bisher üblichen Bauart. Die Germanium-, Silizium- oder Selendiode D_2 dient lediglich dem Schutz des Leistungstransistors T vor einer Spannungsüberbeanspruchung, wenn die Batterie voll geladen ist. Wenn die maximal zulässige Kollektorspannung des Transistors hoch genug ist, kann sie entfallen.

Der Basisspannungsteiler des Transistors T wird aus dem Regelwiderstand R und der Zenerdiode D_1 gebildet. Wenn die Batteriespannung (bei entladener Batterie) niedrig ist, arbeitet die Zenerdiode unterhalb der Zenerspannung. Durch sie fließt dann nur ein Strom von wenigen Mikroampere. Der durch den Widerstand R bestimmte Strom durchfließt in voller Höhe die Basis-Emitterstrecke des Transistors T und ruft einen dementsprechend hohen Emitterstrom ($i_E \approx B \cdot i_B$) hervor, der die Batterie auflädt. In dem Maße wie bei fortschreitendem Ladezustand der Batterie deren Spannung ansteigt, erhöht sich auch die Spannung an der Zenerdiode, bis schließlich die Zenerspannung erreicht wird. Der durch den Widerstand R bestimmte Strom fließt dann zum überwiegenden Teil über die Diode D_1 und vermindert den Emitterstrom des Transistors und damit den Ladestrom der Batterie auf einen unschädlichen Wert. So wird eine Überladung der Batterie verhindert.

Aus Radio-electronics, August 1964



Verbesserungen an einem Röhrenvoltmeter

Hochwertige Vielfachinstrumente (Multizets) ermöglichen es, mit fast allen in der Meßtechnik auftretenden Problemen fertig zu werden. Diese Vielfachinstrumente erreichen, vor allem in den oberen Spannungsbereichen, mitunter durchaus Eingangswiderstände, die sich kaum noch verfälschend auf die Meßobjekte auswirken.

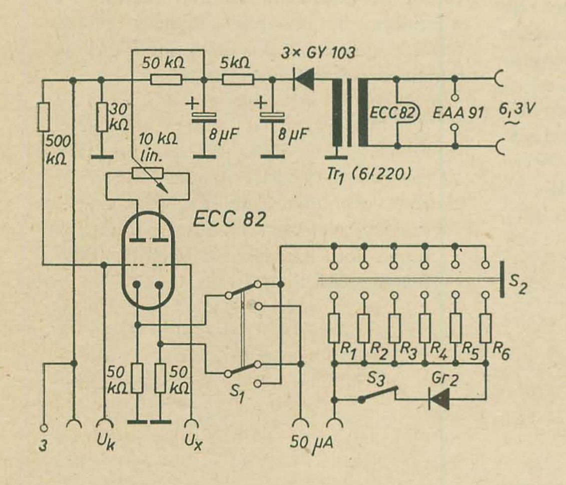
Nachteilig ist allerdings der in den niedrigen Spannungsmeßbereichen stark absinkende Innenwiderstand. Vor allem für Gitterspannungsmessungen jeder Art, Überprüfung von Schwundregelungen usw., ist ein gut funktionierendes Röhrenvoltmeter kaum entbehrlich.

Das in [1] beschriebene Universalröhrenvoltmeter hat sich über längere Zeit bestens bewährt. Jedoch zeigte sich bei einer Überprüfung der Meßgenauigkeit, daß die verschiedenen Spannungsteilerwiderstände ihre Werte innerhalb eines Zeitraumes von mehr als zwei Jahren doch erheblich veränderten, so daß sich ein Nachgleich notwendig machte.

Bei dieser Gelegenheit wurde das Voltmeter vollkommen neu aufgebaut und dabei nachfolgend beschriebene Änderungen eingearbeitet.

Änderungen

1. Zur weiteren Verbesserung des Eingangswiderstandes des Röhrenvoltmeters wurde die im Originalgerät verwendete 6 SN 7 durch die fast datengleiche ECC 82 ersetzt. In Verbindung mit einer sauberen keramischen Fassung ist ein hochwertiger stabiler Aufbau ohne besondere Maßnahmen möglich.
2. Der im Originalgerät vorhandene Schalter, der das Gitter der Meßtriode außerhalb der Meßzeiten zum Schutze des Instrumentes über einen hochohmigen Widerstand an Masse legte, wurde nicht wieder eingebaut. Den Schutz des Instrumentes übernimmt jetzt eine Diode, die über die feststellbare Drucktaste S_3 (Bernsteinschalter mit Ruhekontakt) parallel zum Instrument gelegt wird. Die über dieser Diode abfallende Spannung reicht aus, um das empfindliche 50-μA-Instrument in Ruhestellung der Taste und Antastung eines Meßpunktes zum Ansprechen zu bringen. Bei auftretender Überspannung sorgt die Diode für eine Begrenzung. Bei gedrückter Taste wird die Diode abgeschaltet. Der Gitteranschluß der ECC 82 konnte demzufolge mit einem kurzen, luftisolierten Draht zu einer weiteren, in der Frontplatte sitzenden keramischen Fassung geführt werden.
3. Es wurde ein neuer Netzteil aufgebaut, welcher die Versorgung von der Röhre und dem Spannungsteiler übernimmt. Gleichzeitig wurde die Schaltung gegenüber dem Gehäuse isoliert aufgebaut; nur die Schutzerdung wurde mit dem Gehäuse verbunden. Um das Gerät klein zu halten (100 × 75 × 150) wurde auf direkten Netzanschluß verzichtet. Die ECC 82 wird aus einer fremden 6,3-V-Wechselspannungsquelle geheizt. Ein M 42-Trafo 6/220 V übernimmt die Anodenstromversorgung aus der Heizspannung.
4. Die in den fünf Gleichspannungsbereichen 0 ··· 50 V zu messende Spannung gelangt grundsätzlich über eine Tastspitze, welche einen 500-kΩ-Widerstand enthält, an das Gitter der Meßtriode. Dieser Widerstand blockt z. B. bei Gitterspannungsmessungen HF-und NF-Anteile ab. Die für Spannungen über 50 V vorgesehene Spannungsteilerspitze (1 : 20) blieb erhalten.
5. Der zum Originalgerät gehörende Wechselspannungstastkopf wurde mit einem eingebauten Spannungsteiler versehen. Bisher wurde der in [2] beschriebene Tastkopf verwendet. Der erreichte Eingangswiderstand von etwa 10 MΩ verbessert zwar den Oszillografen beträchtlich, der Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters wurde jedoch verschlechtert. Unter Verwendung der in [2] beschriebenen Tastspitzenumschaltung ergeben sich je zwei HF- und NF-Bereiche. Das zweite Diodensystem wird zur Kompensation und damit zur Herstellung eines einwandfreien Nullpunktes benutzt. Die Stromversorgung erfolgt ebenfalls über drei Kontakte der in der Frontplatte liegenden keramischen Röhrenfassung. Der für Wechselspannung verwendete Teiler wurde frequenzkompensiert. Damit erhöht sich zwar geringfügig die Eingangskapazität, der Erfolg ist jedoch ein über weite Bereiche frequenzunabhängiges Teilverhältnis.



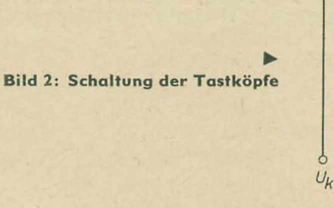
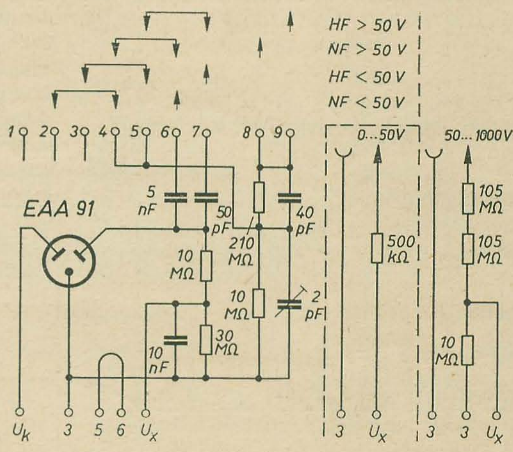


Bild 1: Schaltung des geänderten Röhrenvoltmeters

Bild 2: Schaltung der Tastköpfe



Eichung

Die Eichung erfolgt durch den gemeinsamen Anschluß des Röhrenvoltmeters und eines geeigneten Spannungsmessers an eine regelbare Stromquelle. Gleichzeitig mit der Eichung wird die Abhängigkeit der Spannungsanzeige von der Polarität der Eingangsspannung kontrolliert. Zur Kontrolle des Eingangswiderstandes wird die kontrollierte Prüfspannung anschließend über 10 MΩ an das Röhrenvoltmeter gelegt. Bei einer Änderung der Anzeige um z. B. 10% ist der Eingangswiderstand etwa zehnmal so groß wie der Vorwiderstand.

Die Berechnung erfolgt nach

$$R_E = \frac{R_V \cdot U_{RE}}{U - U_{RE}}$$

Hierbei ist R_E der Eingangswiderstand RVM, R_V der Vorwiderstand, U die Prüfspannung und U_{RE} die Spannung am RVM.

Der Eingangswiderstand der vorliegenden Schaltung liegt in der Regel jedoch so hoch, daß bereits $R_V > 100$ MΩ gewählt werden müßte.

Helmut Krüger

Literatur

[1] Herrfurth, J.: Bauanleitung für ein Universal-Röhrenvoltmeter. radio und fernsehen 8 (1959) H. 4 S. 100—103

[2] Krüger, H.: Hinweise zum Selbstbau eines Universaltastkopfes. radio und fernsehen 13 (1964) H. 6 S. 176—178

Die Funkortung von Planeten

Die Erforschung der Planeten des Sonnensystems mit Hilfe der Funkortung ist eine verhältnismäßig junge, kaum fünf Jahre alte Wissenschaft. In dieser kurzen Zeitspanne vermittelte uns jedoch die Funkortung viele neue Kenntnisse über die Bewegung und die Oberfläche der Planeten und vervollständigte wesentlich die Ergebnisse astronomischer Beobachtungen.

Im Institut für Radiotechnik und Elektronik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR befaßt sich ein großes Kollektiv wissenschaftlicher Mitarbeiter, Ingenieure und Techniker mit der planetaren Funkortung. Die Lösung der Aufgaben wurde durch die Zusammenarbeit mehrerer Laboratorien des Institutes und einer Reihe von Industriebetrieben ermöglicht.

Planetenortungsanlage

Die Planetenortungsanlage umfaßt Antennenanlagen, Hochleistungsverstärker sowie Empfangs- und Registriergeräte. In der Anlage werden angewendet: ein geräuscharmer paramagnetischer Verstärker, der auf einer Frequenz von etwa 700 MHz arbeitet und auf eine Temperatur bis — 270 °C, die Temperatur flüssigen Heliums, herabgekühlt wird; Systeme mechanischer Filter, deren Abstimmungsfrequenzen nur einige 100 Hz betragen; ein Magnetbandregistriersystem höchster Präzision, mit dem die Analyse des registrierten Signals mit der erforderlichen Anzahl von Wiederholungen durchgeführt werden kann; Rechensysteme für das Verfolgen der Planeten mit den Richtantennen. Wenn man ausrechnen will, wieviel Röhren und Transistoren in der Funkortungsanlage arbeiten, so erhält man eine fünfstellige Zahl.

Wie arbeitet die Funkortungsanlage?

Das von der Funkortungsanlage ausgesendete Signal wird von einem Quarzoszillator höchster Frequenzkonstanz (10^{-9}) erzeugt und erreicht durch ein System von Frequenzwandlern und -vervielfältigern Frequenzen von 700 MHz.

Die Funkortungsanlage besitzt ferner ein Spezialgerät, das die auf dem Dopplereffekt beruhende Frequenzverlagerung korrigiert. Diese Korrektur ist erforderlich, um die Änderung der Trägerfrequenz des Signals, die bei der Reflexion der Wellen am Planeten durch die unterschiedlichen Geschwindigkeiten der Erde und des Planeten entsteht, auszugleichen, d. h., der Dopplereffekt muß kompensiert werden. Wenn die Funkortungsanlage dieses Kompensationssystem nicht besäße, so wäre es nicht möglich, reflektierte Signale aufzufangen, weil sich bei Funkortungen, z. B. bei der Funkortung des Planeten Mars, infolge seiner Bewegung die Frequenz des empfangenen Signals während der Dauer des Versuches um einige Dutzende Hz verändert. Diese Änderungen werden mit Hilfe eines elektronischen Gerätes selbsttätig mit einer Genauigkeit von 0,2 Hz nach einem im voraus aufgestellten Programm ausgeglichen.

Je nach der gestellten Aufgabe können in der Funkortungsanlage verschiedene Modulationsarten angewendet werden. Für die Messung der Entfernung des Planeten verwendet man z. B. die Amplitudenmodulation. In diesem Falle wird das Signal nach Art der Telegrafiesendungen mit Pausen gleicher Länge (meist 128 oder 64 μs) ausgestrahlt.

Eine besondere Stellung nimmt in der Funkortungsanlage der Zeitgeber ein. Er schaltet während des Versuches mit einer Genauigkeit bis zu Zehntausendsteln einer Sekunde alle Systeme der Funkortungsanlage selbsttätig nach einem im voraus aufgestellten Programm ein und aus.

Beim Empfangsbetrieb werden die vom Planeten reflektierten Signale von der Antenne empfangen und über den Vorverstärker dem Empfänger zugeleitet. In diesem Empfänger wird das Signal zusammen mit den Störgeräuschen in Tonfrequenzen umgeformt und auf Tonband gespeichert. Die Arbeit des Empfangskanals wird mit Hilfe des Imitators geprüft.

In den Jahren 1961 bis 1963 wurden mit dieser Funkortungsanlage die Planeten Venus, Merkur, Mars und Jupiter geortet.

Funkortung des Mars

Wir wollen nun die Funkortung des Planeten Mars, der von unserer Erde etwa 100 Mill. km entfernt ist, miterleben.

Wir stellen uns vor, daß wir uns am Pult des Versuchsleiters befinden. Der eigentliche Versuch hat noch nicht begonnen, man befaßt sich noch mit der Feststellung der Empfindlichkeit des Empfangskanals der Funkortungsanlage. Die Empfindlichkeit der Anlage ist sehr groß, bezogen auf die Einheit der Antennenfläche beträgt sie $1/6 \cdot 10^{-23}$ W/m² bei einer Filterbandbreite von 4 Hz und einem Signal/Störgeräusch-Verhältnis am Analysatorausgang von der Größe 1. Diese Empfindlichkeit ist einige hunderttausendmal höher als die Empfindlichkeit eines Qualitätsfunkempfängers. Folgender Vergleich gibt eine gute Vorstellung von dieser ungewöhnlichen Empfindlichkeit: Man stelle sich ein Gefäß von der Größe der Erde vor, das mit Sand gefüllt ist. Jedes Sandkörnchen ist eine Leistungseinheit, und die gesamte Menge des in dem Gefäß enthaltenen Sandes entspricht der vom Sender ausgestrahlten Leistung. Nur einige hundert Sandkörnchen entsprechen der Leistung, die vom Empfänger empfangen wird, nachdem das Signal vom Planeten reflektiert wurde.

Vor Beginn der Arbeiten wird der Empfangskanal der Funkortungsanlage abgeglichen. Dazu verwendet man die Strahlung des Sternes Kassiopeia A. Es ist bekannt, daß dieses Sternbild elektromagnetische Wellen von hoher Leistungskonstanz und breitem Frequenzband aussendet. Wenn man also das Verhältnis der Leistung der vom Stern Kassiopeia A empfangenen Geräusche zur Leistung der Eigengeräusche des Empfängers kennt, kann man seine Empfindlichkeit berechnen und den Empfangsteil der Ortungsanlage abgleichen.

Zu diesem Zwecke werden die Antennen auf das Sternbild gerichtet, und die Versuchsstandtechniker bestimmen die Empfindlichkeit, stimmen den parametrischen Verstärker ab und stellen die Empfindlichkeit des Tonbandgerätes ein.

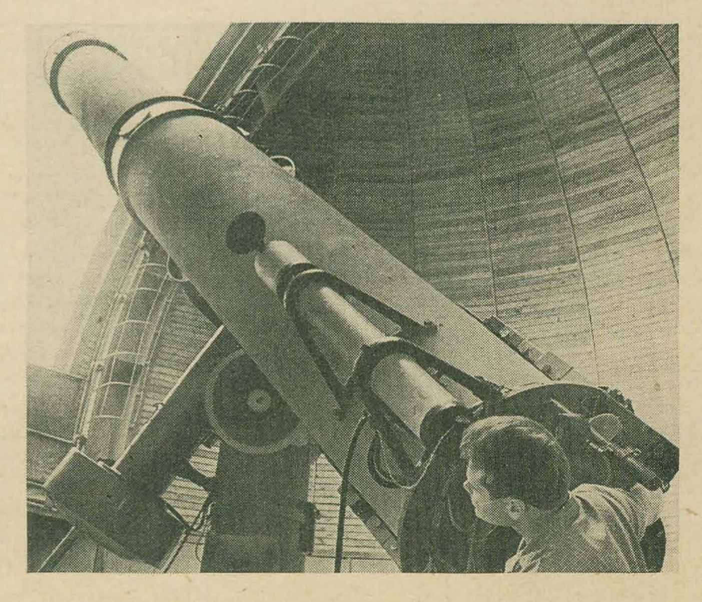
Jetzt ist alles zur Arbeit bereit. Wir hören die für uns ungewohnten Kommandoworte: ,,Antennen auf das Mitlaufen mit der Marsbewegung einstellen". Das ist die Stimme des Versuchsleiters, und mächtige Mechanismen drehen die riesigen Antennen in Richtung auf den kleinen rötlichen Stern, der hell am nächtlichen Himmel leuchtet.

Nach einigen Minuten wird gemeldet, daß die Antennen auf den Mars gerichtet sind und ihn begleiten. Das ganze System wird auf Sendebetrieb geschaltet und die Trägerfrequenzen gesendet.

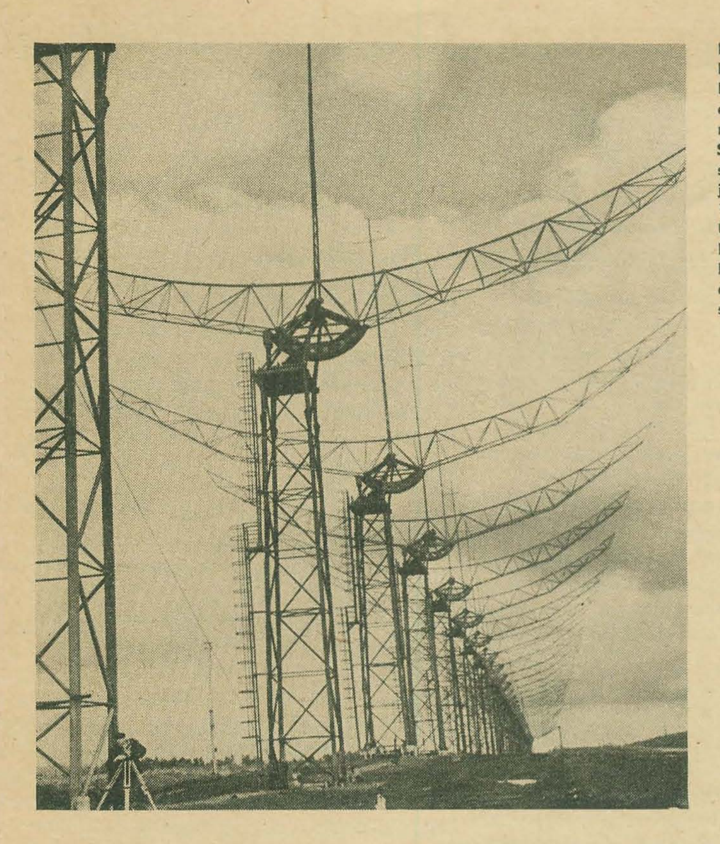
,,Leistung kann gesteigert werden", sagt der Versuchsleiter.

Die Techniker melden die Versuchsbereitschaft aller Systeme der Planetenortungsanlage.

Der Versuchsleiter befiehlt: ,,Einschalten der Zeitansage mit dem Ende um 20.10 Uhr".



Im Astronomischen Hauptobservatorium in Pulkowo bei Leningrad werden u. a. mit diesem großen 26-Zoll-Refraktor die Entfernung der Sterne bestimmt



Blick auf das große kreuzförmige Radioteleskop zur Erforschung des Kosmos auf der radioastronomischen Station des Physikalischen Instituts „Ledejew" der Akademie der Wissenschaften der UdSSR. Es ist 1 km lang. Auf dieser Strecke befinden sich 37 Masten, die 40-m-Parabelträger stützen

Als Antwort darauf ertönt über die Sprechleitungen:

„Bis zum Beginn des Versuches sind es noch 30 Sekunden ... 10, 9, 8, 7 ...". Das Zeitgebergerät schaltet die Schleifenoszillografen ein, die den Beginn der Sendung und die Arbeit der einzelnen Geräte auf lichtempfindlichen Streifen registrieren.

„... 3, 2, 1, 0!"

Der Versuch hat begonnen. Die Antenne strahlt ein Signal in Richtung auf den Planeten Mars aus. Der Zeitgeber mißt die genaue Zeit, in der das Signal den Mars erreicht und zur Erde zurückkehrt. Es sind etwa elf Minuten.

Vier Personen haben im Saal Dienst und kontrollieren während des Versuchs die Geräte, beobachten die Stellung und Bewegung der Zeiger und überwachen die Art des gesamten Systems.

Die letzten Sekunden der Sendezeit vergehen, das Tonband wird automatisch eingeschaltet, der Sender ausgeschaltet und das ganze Gerät auf Empfang umgestellt. Äußerlich hat sich nichts verändert, nur auf dem Steuerpult leuchten Kontrollampen auf, mit deren Hilfe die Arbeit des Empfangskanals überwacht wird.

Die Frequenz des Funkortungssignals wird zur besseren Aufnahme durch das Tonbandgerät in eine Frequenz von einigen hundert Hz umgewandelt.

Der Empfang dauert elf Minuten. Danach schaltet der Zeitgeber die akustische Mitteilung über das Ende des Empfanges ein. Die Kontrollsysteme werden ausgeschaltet. Der Versuch ist beendet.

Jetzt muß die Information dechiffriert werden, die in dem vom Planeten reflektierten Funksignal enthalten ist. Zu diesem Zweck muß es von den Störgeräuschen getrennt werden. Das ist nicht einfach, weil die Stärke des reflektierten Signals $^1/_{100} \cdots {}^1/_{1000}$ der Stärke der Eigengeräusche des Empfängers beträgt. Die Trennung des Nutzsignals erfolgt nach dem Speicherverfahren. Dieses Verfahren beruht darauf, daß die Energie des Nutzsignals proportional mit dem Quadrat der Zeit des Speichers wächst, während die zufälligen Energieschwingungen der Störgeräusche innerhalb der gleichen Bandbreite der Speicherungszeit direkt proportional sind. Damit ist es möglich, durch Addition der Beobachtungsergebnisse mehrerer Versuche das Nutzsignal trotz des so ungünstigen Verhältnisses zwischen seiner Stärke und der Stärke der Störgeräusche abzutrennen.

Zwecks Zeitersparnis läßt man die Tonbänder mit den erhaltenen Aufzeichnungen mit einer Geschwindigkeit von 76 cm/s ablaufen, d. h. viermal so schnell wie bei der Aufnahme der Signale. Die Schwingungen, die auch das reflektierte Nutzsignal enthalten, werden vom Tonbandgerät einem Spektrumanalysator zugeführt, der aus 20 Kanälen besteht. Jeder Kanal entspricht einer Frequenzbreite von 4 Hz. In jedem Kanal gelangen die Schwingungen nach Passieren eines Filters in Schwellenwertsstufen. Wenn die Spannungsamplitude am Filterausgang einen gewissen Schwellenwert übertrifft, so läßt eine solche Stufe die zugeführten Impulse hindurch. Wenn die Amplitude unterhalb dieses Schwellenwertes liegt, werden die Impulse nicht hindurchgelassen. Die Anzahl der den Schwellenwertsstufen zugeführten Impulse beträgt 1000 je Sekunde. Anschließend gelangen die Impulse in ein Registriergerät, in dem auf einem Leuchtschirm die endgültigen Ergebnisse als Zahlen erscheinen. Wenn man auf dem Tonbandgerät die Aufnahmen mehrerer Versuche durchlaufen läßt und ihre Ergebnisse summiert, so kann man die in den entsprechenden Filtern gespeicherte Energie bestimmen.

Ergebnisse

Seit vielen Jahrhunderten benutzen die Astronomen bei der Erforschung der Bewegungsgesetze kosmischer Körper für ihre Messungen der Himmelskörperentfernungen die sog. astronomische Einheit. Das ist der mittlere Abstand zwischen dem Sonnenmittelpunkt und dem Schwerpunkt des Erde-Mond-Systems. Die Funkortung der Planeten ergab, daß die astronomische Einheit nach den üblichen astronomischen Verfahren mit einer Genauigkeit bestimmt worden war, die für die Berechnung der Flugbahnen von kosmischen Raketen völlig ungenügend ist. Infolge dieses ungenau bestimmten Wertes konnte eine Rakete, die eine Entfernung von 100 Mill. km durchlaufen hatte, an ihrem Ziel 50000 km entfernt vorbeigehen. Die Wissenschaft war also gezwungen, die Größe der astronomischen Einheit genauer zu bestimmen. Durch die Funkortung des Planeten Venus konnte die Genauigkeit der astronomischen Einheit bedeutend erhöht werden. Nach den neuesten Ergebnissen der Funkortungen beträgt sie 149599300 km.

Es wurde auch der Reflexionsfaktor der Venus gemessen, der 12 ··· 18 Prozent beträgt. Das zeugt vom Vorhandensein harten Gesteins auf der Venusoberfläche. Wenn der Reflexionsfaktor 100 Prozent betragen hätte, so würde das bedeuten, daß die Oberfläche der Venus aus Wasser besteht.

Im November 1962 wurde zum ersten Mal auf der Welt eine Funkverbindung unter Verwendung der Venus als passivem Reflektor hergestellt. Es wurden die Worte gesendet: „Frieden", „UdSSR" und „Lenin", die im Kosmos eine Gesamtentfernung von 85 Mill. km durchlaufen hatten.

Die Funkortung des Planeten Merkur im Juni 1962, die ein Jahr früher als in der USA durchgeführt wurde, bestätigte den bei der Funkortung der Venus ermittelten Wert der astronomischen Einheit. Der Reflexionsfaktor des Merkur beträgt 3 ··· 7 Prozent und fällt mit dem Reflexionsfaktor der Mondoberfläche zusammen.

1963 erfolgte die Funkortung des Planeten Mars. Die Planetenkonstellation war im Jahre 1963 für die Beobachtungen ungünstig, weil der Mars während der Messungen 100 Mill. km von der Erde entfernt war. Der Reflexionsfaktor war geringer als bei der Venus, erreichte aber manchmal 15 Prozent. Das beweist, daß auf dem Mars ebene und horizontale Flächen mit einer Ausdehnung von 1 km und mehr vorhanden sind.

Eine weitere Vervollkommnung der Funkortungsanlage ermöglichte es, im September und Oktober 1963 die Funkortung des größten Planeten des Sonnensystems, des Planeten Jupiter, durchzuführen. Die von der Erde ausgestrahlten Funksignale durchliefen in einer Stunde und sechs Minuten eine Strecke von 1,2 Milliarden Kilometern. Das vom Planeten reflektierte Signal mußte innerhalb einer Zeit von mehr als 20 Stunden gespeichert werden. Ziel dieses Versuches war, das Reflexionsvermögen der Jupiteroberfläche zu bestimmen und die Ausbreitung von Funkwellen auf große Entfernungen zu erforschen. Der Reflexionsfaktor des Jupiter beträgt etwa zehn Prozent.

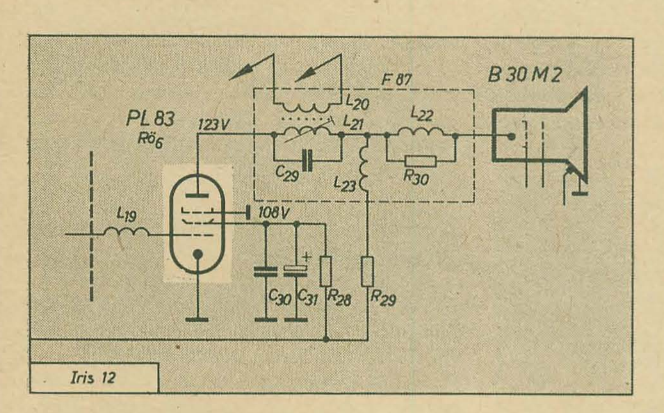
Die gewonnenen Erkenntnisse haben eine große Bedeutung für die Erforschung des Kosmos.

Entnommen aus „Radio" 20 (1964) H. 4

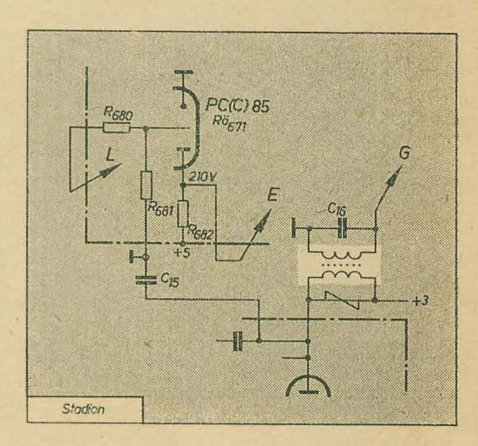
Aus der Reparaturpraxis

Brummneigung beim TV-Empfänger „Iris 12"

Nach einem erforderlich gewordenen Bildröhrenwechsel zeigte ein TV-Empfänger „Iris 12" starkes Intercarrierbrummen. In Verbindung damit traten Geisterbildung beim Durchdrehen der Feinabstimmung und leichte Fahnenbildung auf.
Die Ursache für die Geisterbildung wurde in einer abgleichbedingten schlechten Durchlaßkurve vermutet, die oft bei einer allgemeinen Gerätealterung auftritt. Es wurde also zunächst die Ursache für die Brummneigung gesucht. Bekannterweise neigen Iris-Typen zu diesen Brummerscheinungen, deren Ursache in einem durch Alterung veränderten Ton-ZF-Abgleich zu suchen ist. So wurde im vorliegenden Fall die Ton-ZF entsprechend der Abgleichvorschrift des Herstellers abgeglichen. Die Brummneigung wurde zwar geringer, ja sogar vertretbar, war jedoch nicht 100%ig unterdrückt. Die Bauelemente wurden bereits vor dem Abgleich auf ihre Werteinhaltung überprüft. Da eine Bereitschaft zum Kompromiß bezüglich des Brummens vorlag, wurde den anderen erwähnten Begleiterscheinungen nachgegangen. Da Fahnenbildung auf mangelhaftes Bildauflösungsvermögen zurückzuführen ist, wurde auf Verdacht die Videoröhre PL 83 erneuert. Der Erfolg war verblüffend. Die Fahnenbildung war beseitigt, die Brummneigung war geringer geworden und konnte durch nochmaligen Nachgleich der Ton-ZF beseitigt werden. Darüber hinaus war die Geisterbildung beim Durchdrehen der Feinabstimmung beseitigt. Auf Grund dieser Erfahrungen ist anzuraten, bei diesen oder ähnlichen Erscheinungen grundsätzlich auf Verdacht die PL 83 zu wechseln.

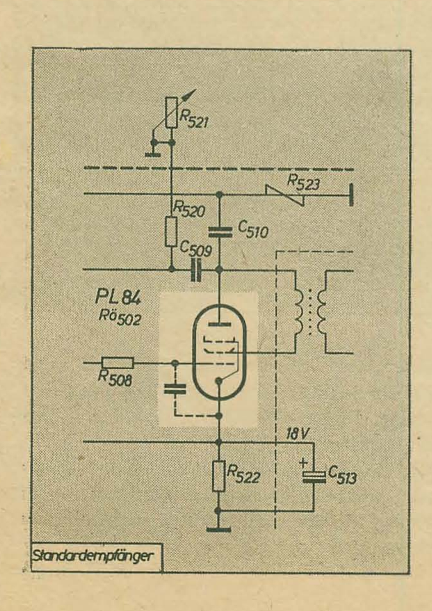


Horst Ziegler



Horizontalstreifen im TV-Standardempfänger

An einem Standard-TV-Empfänger traten im Bild schmale weiße Horizontalstreifen auf.



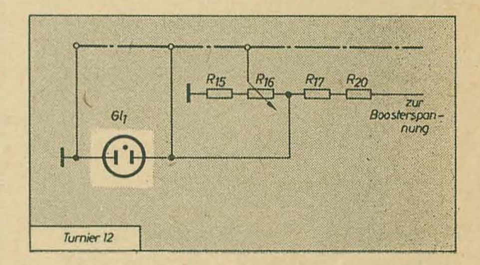
Die Ursache hierfür ist das Schwingen des Bremsgitters der Vertikalendröhre. Oft kann dieser Effekt durch einen vom Steuergitter der $Rö_{502}$ nach Katode oder Masse geschalteten Kondensator von etwa 1 bis 2 nF beseitigt werden. Die Größe der zusätzlichen Kapazität wird durch den auftretenden Linearitätsfehler an der oberen Bildkante begrenzt. In hartnäckigen Fällen empfiehlt sich jedoch ein Wechsel der Röhre (Austausch $Rö_{502}$ gegen $Rö_{204}$). Der Streifen tritt besonders bei Telam-Röhren auf, wurde aber auch bei Telefunken-Röhren beobachtet.

Bildrückläufe im oberen Bildteil bei einem „Stadion"

Vertikalamplitude und Linearität ließen sich einwandfrei regeln. Als Fehlerquelle wurde die Impulsverstärkerröhre $Rö_{671}$ (PCC 85) vermutet. Ein Ersatz der Röhre blieb jedoch erfolglos. Durch oszillografische Vergleichsmessungen konnte am Gitter der $Rö_{671}$ eine zu geringe Amplitude der Dunkeltastimpulse festgestellt werden. C_{15} (4,7 nF) und R_{681} (220 kΩ) waren aber einwandfrei. Die Fehlerquelle konnte also nur noch im Vertikalausgangstrafo liegen. Nach Ersatz des Trafos war der Fehler beseitigt. Die eigentliche Ursache war ein Windungsschluß in der Primärwicklung.

Zu geringe Vertikalamplitude und stark verschobene Bildfrequenz bei einem „Turnier 12"

Die Anodenspannung der Generator- und Laderöhre $Rö_{701}$ (ECC 82) war zu gering. Die Boosterspannung betrug jedoch 980 V. Als Fehlerquelle wurden die Widerstände R_{17} und R_{20} vermutet. Beide waren einwandfrei, erwärmten sich jedoch sehr stark. Ein Schluß konnte mit dem Ohmmeter nicht nachgewiesen werden. Es blieb nur noch die Stabilisatorröhre Gl_1 als Fehlerquelle übrig. Nach Ersatz der Glimmlampe arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.



Jörg Löser

TV-Empfänger „Berolina" mit zu geringer Bildhöhe

Bei einem „Berolina" fehlten am oberen und unteren Bildrand je etwa 5 cm. Ein Röhrenwechsel brachte keinen Erfolg. Nachdem die Widerstände R_{335} 2,5 MΩ und R_{341} 2 MΩ überprüft worden waren, wurde R_{341} verkleinert, um eine größere Bildhöhe zu bekommen. Aber das brachte nicht den gewünschten Erfolg. Schließlich wurde mit dem Oszillografen festgestellt, daß der Sägezahnimpuls an der Anode der Vertikalendstufe einen viel zu geringen Wert anzeigte. Auf Verdacht wurde der Bildausgangstrafo ausgewechselt. Die Bildhöhe war jetzt ausreichend und auch der Sägezahnimpuls an der Anode der P(C)L 82 hatte wieder seinen richtigen Wert. Der Ausgangstrafo hatte einen teilweisen Windungsschluß (Bild 1).

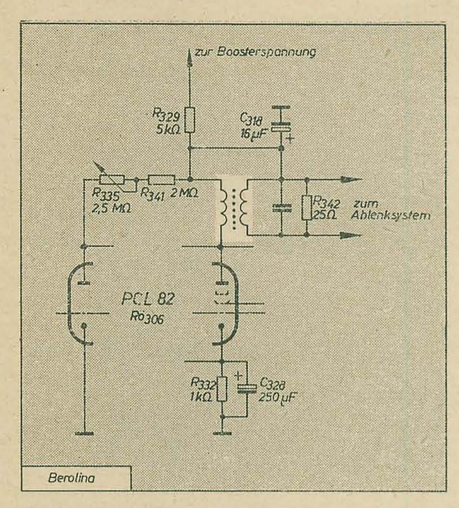


Bild 1

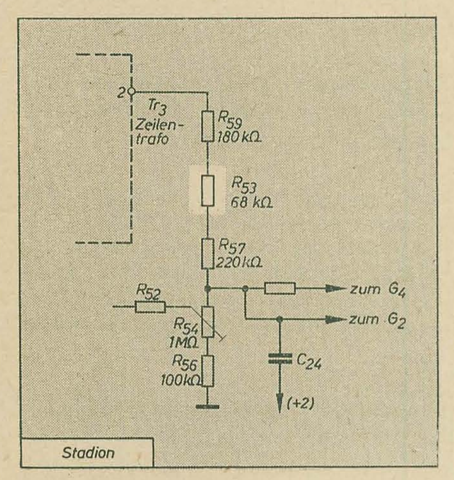


Bild 2

Fehlerhafte Leuchtpunktunterdrückung beim TV-Empfänger „Stadion“

Von dem Kunden wurde ein starker Nachleuchtpunkt beanstandet. Nach dem die Spannungen an der Bildröhre gemessen wurden, konnte festgestellt werden, daß die Schirmgitterspannung statt 560 V nur 400 V betrug. Im Boosterspannungsteiler war der Widerstand R_{53} 68 kΩ hochohmig geworden, wodurch der Spannungsabfall an R_{53} zu groß war. Nach Auswechseln von R_{53} war der Fehler behoben (Bild 2).

„Start 1a“ mit fehlerhafter Kontrastregelung

Bei diesem Gerät setzte die Kontrastregelung zeitweise aus. Sobald man auf die Bild-ZF-Platte klopfte, regelte der Kontrast. Es wurde eine kalte Lötstelle oder ein Leiterriß in der gedruckten Schaltung vermutet, jedoch konnte kein Fehler festgestellt werden. Als Fehlerursache erwies sich der Widerstand R_{126} 30 kΩ bei dem ein axiales Ende zeitweise keine Verbindung hatte. Nach Auswechseln des R_{126} arbeitete die Regelung wieder einwandfrei (Bild 3).

Verschwommenes Bild beim TV-Empfänger „Record 4“

Dieser Fehler trat zeitweise auf. Die Übergänge schwarz-weiß waren dann verschwommen. Der Fehler wurde in der Videoendstufe vermutet, was sich auch bestätigte. Als Fehlerursache erwies sich die Anodenkorrekturdrossel Dr_{104}, deren Ende mit dem Widerstand R_{161} 10 kΩ kalt verlötet war. Nach Beseitigung der kalten Lötstelle arbeitete das Gerät einwandfrei (Bild 4).

Ausfall der Vertikalablenkung beim TV-Empfänger „Start 1a“

Bei diesem Gerät klappte die Bildröhre zeitweise zusammen und zog sich ruckartig wieder auseinander. Der Fehler lag am Vertikalgenerator. Wenn das Bild zusammenklappte, stieg die Spannung an der Anode der Generatorröhre von 75 V auf 190 V an. Als Fehler-

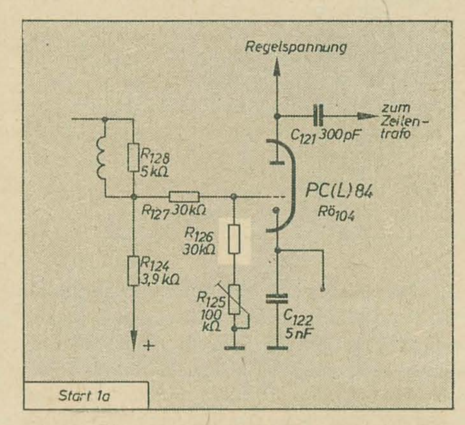


Bild 3

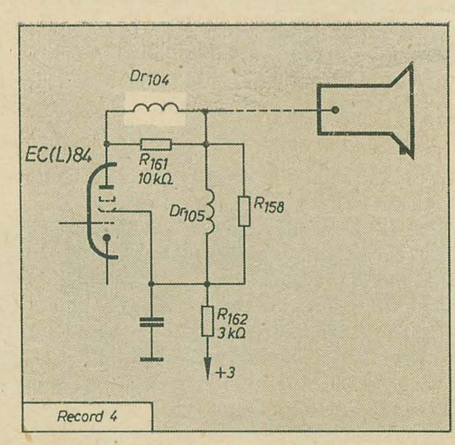


Bild 4

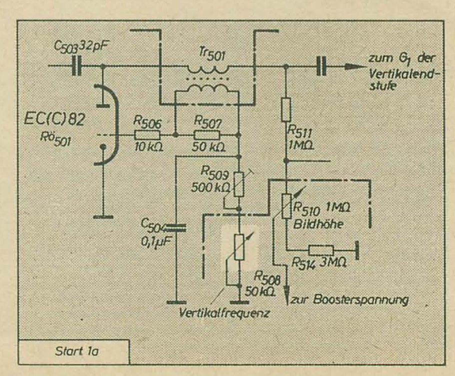


Bild 5

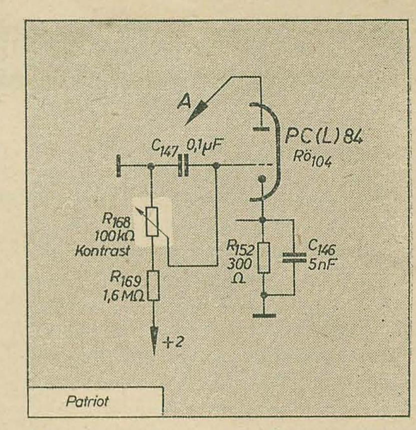


Bild 6

ursache wurde der Frequenzfeinregler R_{508} 50 kΩ ermittelt, der zeitweise Unterbrechung hatte, so daß die Gitterwicklung des Bildsperrschwingertrafos keine Masseverbindung hatte. Nach Auswechseln des Reglers war der Fehler behoben (Bild 5).

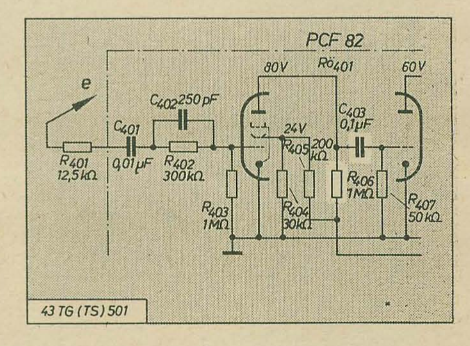
Ausfall der Bildmodulation beim „Rafena-Patriot“

Bei einem „Patriot“ war nur ein schwacher Ton zu hören. Nachdem die Spannungen und die Röhren im Tuner, der Bild-ZF-Stufe und die PCL 84 überprüft worden waren, wurde festgestellt, daß an der Taströhre keine Gitterspannung vorhanden war. Der Kontrastregler R_{168} hatte keinen Durchgang mehr. Nach Auswechseln desselben arbeitete das Gerät einwandfrei (Bild 6).

Keine Bild- und Zeilensynchronisation beim TV-Empfänger „Staßfurt 43 TG (TS) 501“

Eine Kontrolle der Anoden und Schirmgitterspannung an der Röhre PCF 82 ($Rö_{401}$) ergab das Fehlen der Anodenspannung von etwa 80 V (Pentodensystem).

Als fehlerhaft wurde der Widerstand R_{406} (1 MΩ) ermittelt. Nach Auswechseln dieses Widerstandes war dennoch keine Synchronisation zu erreichen; die Anodenspannung an der P(C)F 82 hatte noch nicht den erforder-



lichen Wert. Ein zu großer Stromfluß zeigte, daß ein Schluß oder Feinschluß in dieser Stufe vorlag. Diesen Schluß bewirkte der Koppelkondensator C_{403} (0,1 µF).

Nach Behebung dieses Fehlers befand sich eine genügend hohe Anodenspannung an der Anode der P(C)F; das Amplitudensieb arbeitete jetzt einwandfrei.

R. P. Wegner

Umrechnung von Frequenzen auf Wellenlängen und von Wellenlängen auf Frequenzen mit dem Rechenschieber

Diese Umrechnungen lassen sich, mit zumeist ausreichender Genauigkeit, mit jedem der üblichen Rechenschieber auf einfache Weise durchführen. Zur besseren Verständlichkeit unterteilen wir den Rechenschieber in die Teilungen A, B, C und D (s. Bild 1). Die Zunge wird aus dem Stab gezogen und um 180° gedreht wieder eingeschoben. Dann wird die „10" der unteren Zungenteilung C — sie steht jetzt kopf — auf die „3" der oberen Stabteilung A eingestellt (Bild 2).

Ist die Frequenz f gegeben und die Wellenlänge λ zu bestimmen, so stellt man die Frequenz (MHz) auf der oberen Stabteilung A mit dem Läufer ein und liest auf der oberen Zungenteilung B (kopfstehend) die Wellenlänge (m) ab.

Bei einmaliger Einstellung wird ein Bereich von 3 bis 100 MHz bzw. 100 bis 3 m erfaßt.

Bei der Umrechnung von Wellenlängen auf Frequenzen geht man von der oberen Zungenteilung B als Wellenlängen-Skala aus.

Wenn größere oder kleinere Wellenlängen bzw. niedrigere oder höhere Frequenzen als diejenigen der beiden oben angegebenen Bereiche ermittelt werden sollen, müssen die Dimensionen beachtet werden; zu deren Bestimmung dient die nachstehende Übersicht:

f	λ	λ	f
100 kHz	3000 m	1000 m	300 kHz
1 MHz	300 m	100 m	3 MHz
10 MHz	30 m	10 m	30 MHz
100 MHz	3 m	1 m	300 MHz
1000 MHz (1 GHz)	0,3 m	0,1 m	3000 MHz (3 GHz)

O. Morgenroth

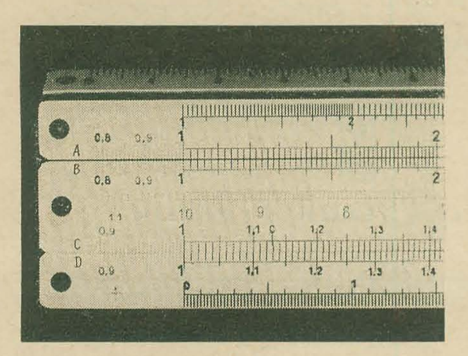


Bild 1: Die Rechenschieberteilungen A, B, C, D

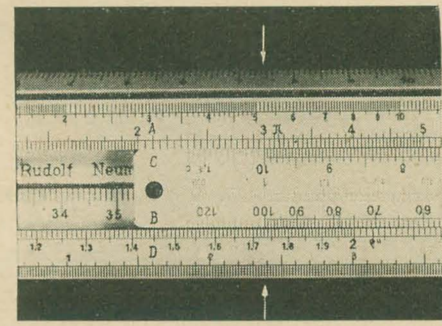


Bild 2: Die Zunge ist um 180° gedreht, es ergeben sich die Teilungen von oben nach unten A, C, B, D

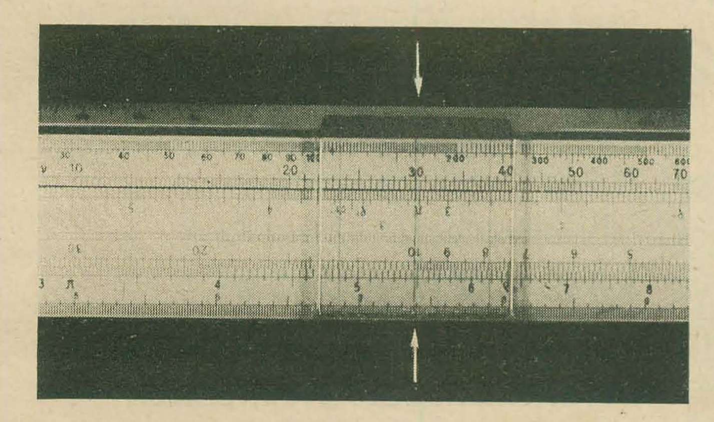


Bild 3: Der auf 30 (MHz) — Teilung A — eingestellte Läuferstrich läßt das Ergebnis 10 (m) — Teilung B — ablesen

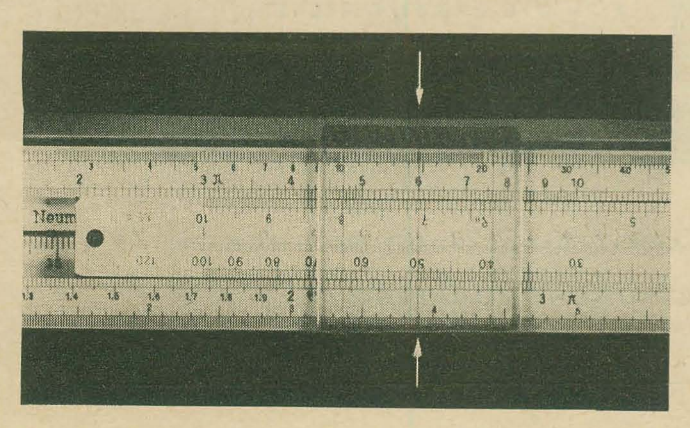


Bild 4: Der auf 50 (0 m) — Teilung B — eingestellte Läuferstrich läßt das Ergebnis 6 (00 kHz) — Teilung A — ablesen

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 1 (1965)

Elektronische Festkörperbauelemente, Teil I

In einem Übersichtsartikel werden alle aktiven elektronischen Bauelemente beschrieben, die durch die Ausnutzung der Eigenschaften (und Löcher) in Festkörpern, insbesondere in Halbleitern entstanden sind. Die Integration von Bauelementen zu Mikrosystemen findet ebenfalls im Festkörper statt. Es werden Gemeinsamkeiten herausgearbeitet, die dem Entwickler und Anwender Anregungen geben können.

Logische Schaltung für die Mikroelektronik

Es wird eine logische Grundschaltung beschrieben, die sich vorteilhaft integrieren läßt. Durch Zusammenschaltung mehrerer gleichartiger Grundschaltungen lassen sich logische Systeme und Impulsschaltungen realisieren. Die Verlustleistung einer einzelnen Stufe kann bei einigen mW gehalten werden, da die Belastung durch nachfolgende Stufen gering ist. Es wird nur eine Betriebsspannung benötigt, an die keine großen Konstanzforderungen zu stellen sind.

Elektronische Frequenzteiler

Es werden die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten von Frequenzteilern diskutiert.

Maschinelle Aufbereitung der technischen Schaltungsunterlagen für einen Elektronenrechner, Teil I

Für die Entwicklung von elektronischen Digitalrechnern, die als nachrichtentechnische Geräte mit vorwiegend systematischer Struktur aufgefaßt werden können, wird die Lochkartentechnik zur maschinellen Aufbereitung der technischen Schaltungsunterlagen eingesetzt. Ausgehend vom „logischen Entwurf" werden Lochkarten angelegt, die nach entsprechender Bearbeitung die maschinelle Anfertigung von Verdrahtungslisten und die Herstellung von technischen Informationsunterlagen für die Inbetriebnahme des Rechners sowie für den Wartungs- und Fehlersuchdienst ermöglichen.

Einheitliche Betrachtung der verschiedenen Endverstärkerschaltungen

Nach einer Übersicht über die gebräuchlichen Endverstärkerschaltungen wird gezeigt, daß es bezüglich der Wirkungsweise drei Gruppen gibt: Die Eintakt-, die Gegentakt- und die eisenlosen Schaltungen. Von den Betriebsarten A-, A-B-, B-, D-Betrieb und A-Betrieb mit gleitendem Arbeitspunkt wird zunächst nur der A- und der B-Betrieb behandelt. Die übrigen Betriebsarten können als Sonderfälle oder als Übergänge zwischen den beiden Betriebsarten betrachtet werden.

Eine Methode zur Bestimmung elektrischer Ersatzschaltbilder nichtlinearer Schaltelemente

Zur Abhängigkeit der Wirksamkeit einer einfachen Stabilisierungsschaltung von den Parametern des Regeltransistors

Rauschgeneratoren im Mikrowellenbereich

Rauschgeneratoren enthalten eine Rauschquelle (Gasentladungsröhre oder Hochvakuumsättigungsdiode) und ein ebenfalls rauschendes Koppelnetzwerk. Einer Beschreibung der Rauschquellen folgt die Angabe von Dezimetermeßmethoden zur Ermittlung der Vierpolparameter. Hieraus wird die Rauschtemperatur am Ausgang verschiedener Generatoren ermittelt und experimentell bestätigt.

Filterkatalog Blatt 10

Unterrichten Sie sich bitte laufend über

Neuerscheinungen

von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Zu Ihrer Service-Ausrüstung gehört

Spezial-Wellenschalteröl

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.

PGH
„FUNKTECHNIK“
Dresden N 6, Obergraben 6
Fernruf: 53074

Lautsprecher-Spezialwerkstatt

Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

Prospektmaterial

über die Literatur des VEB Verlag Technik fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Lautsprecher-Reparaturen

aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

abc

der Rundfunktechnik

260 Seiten, über 1000 Abbildungen, Halbleinen 9,80 MDN

In allgemein verständlicher Form plaudert der Verfasser des Buches über Theorie und Praxis der Rundfunktechnik. In Polen erschien das Buch in zahlreichen Auflagen und wurde darüber hinaus in mehrere Sprachen übersetzt.
Einen Begriff von den Grundlagen der Elektrotechnik vermitteln Plaudereien über Spannung, Strom und Widerstand, das Ohmsche Gesetz, Gleich- und Wechselstrom, über die Wirkungen des elektrischen Stromes sowie über Spulen und Transformatoren.
Bei einem Spaziergang vom Mikrofon zum Empfänger wird der Leser in die „Geheimnisse“ des Rundfunkempfangs eingeweiht. Der Verfasser beschreibt, was im Sender vor sich geht und erklärt die Vorgänge zwischen Sender und Empfänger. Dabei geht er besonders auf grundlegende Begriffe wie Resonanz, Abstimmung, Gleichrichtung usw. ein. Ein breiter Raum ist den Antennen gewidmet. Das letzte Kapitel gibt Anleitungen zum Bau von Rundfunkempfängern und Verstärkern.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Klirrfaktormesser Type TR-9602



Das Gerät dient zur raschen und genauen Messung von nichtlinearen Tonfrequenzverzerrungen in drei Frequenzbereichen zwischen 20 Hz ··· 20 kHz. Mit dem Gerät können zwischen 0,1 ··· 100% nichtlineare Verzerrungen unmittelbar gemessen werden, außerdem ist es mit einem Oszilloskopausgang versehen, mit dem auch die prozentuelle Gegenwart der einzelnen Oberwellen festgestellt werden kann.

AUSFUHR:

METRIMPEX

UNGARISCHES AUSSENHANDELSUNTERNEHMEN FÜR DIE ERZEUGNISSE DER INSTRUMENTENINDUSTRIE



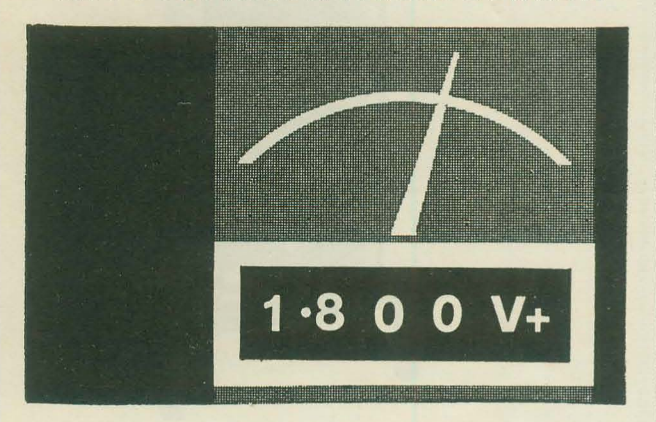
BRIEFANSCHRIFT: BUDAPEST 62. POSTFACH 202. UNGARN

DRAHTANSCHRIFT: INSTRUMENT BUDAPEST

RFT industrie-electronic

schneller
exakter
rationeller

MIT DIGITALER MESSTECHNIK



Wir liefern:

Digitalvoltmeter	Typ 4012
Universalzähler	Typ 3514
Zählfrequenzmesser	Typ 3505
Geradeauszähler mit Voreinstellung	Typ 3504
Zeitintervallmesser	Typ 3502
und zu diesen Geräten die Zählbetragdrucker	Typ 3510 Typ 3520
sowie die Großsichtanzeigen	Typ 3507 Typ 3521

Prospekte über Empfänger- und Oszillografenröhren, Meßgeräte und Musikboxen jederzeit erhältlich von unserer Verkaufsabteilung

VEB FUNKWERK ERFURT



Erfurt, Rudolfstraße 47 / G 15
Telegramme: Funkwerk Erfurt
telex 055 304

Wir erwarten Ihren Besuch zur Jubiläumsmesse: Technische Messe, Halle 15

STADION 2

TURNIER 116

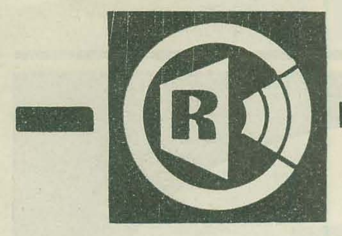
TURNIER 16

RAFENA

R·F·T

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien von technisch-qualifizierten Mitarbeitern und namhaften Fachkräften für Formgestaltung geschaffen, entsprechen dem neuesten Stand der Technik und werden höchsten Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG



Die in unserem Betrieb produzierten Druckkammer-Lautsprecher 128 KD 6 VA, 128 KD 2 6 VA-Doppeltrichter, 129 KD 12,5 VA und 244 KD 3 VA sind dauererregte Trichterlautsprecher zur Wiedergabe von Sprache. Sie sind besonders geeignet für den Einsatz im Freien, z. B. auf Schiffen, Bahnsteigen, Baustellen, Sportplätzen, Fahrzeugen usw.

Die besonderen Merkmale sind:

Doppelt gefalteter Stahlblechtrichter, Spezialimprägnierung der Membran, Druckkammer mit Laufzeitkegel, staubdichtes Topfmagnetsystem, Schutzart P 44 s der elektrischen und P 43 der akustischen Teile.

Die Hauptabmessungen und Massen betragen:

	max. Durchmesser mm	Einbau-tiefe mm	Masse kg
128 KD	275	270	2,7
128 KD 2	275	270	4,6
129 KD	440	380	6,4
244 KD	Durchmesser oval 253×136	210	2,5

Elektrische und akustische Daten:

Nennbelastbarkeit	128 KD	128 KD 2	129 KD	244 KD	
VA	6	6	12,5	3	
Übertragungsbereich Hz, (Toleranzkanal 20 dB Breite)	350···6000	350···6000	300···5000	400···6000[1])	
Kennempfindlichkeit $\mu bar/\sqrt{VA}$ (im Bereich 500···4000 Hz)	50	20	50	25	[2])
Nennscheinwiderstand/Ohm	6	6	12,5	15	
Eingebauter Übertrager VA/Ohm	6/1600	6/1600	12,5/800		[3])
mit folgenden Anschlüssen VA/Ohm	3/3200	3/3200	6/1600 3/3200		

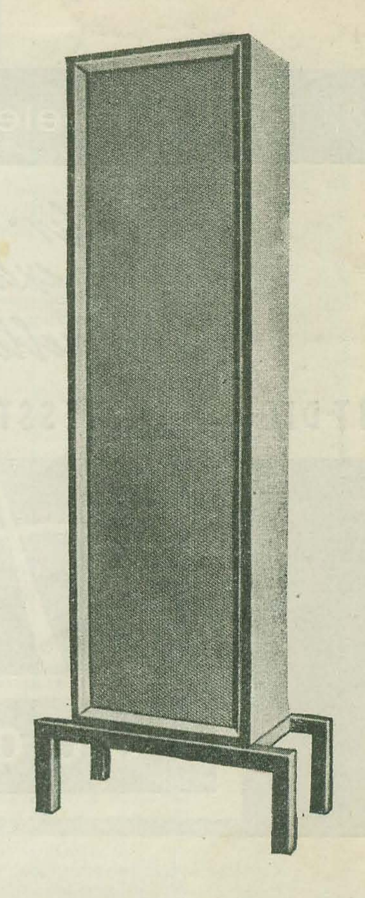
128 KD



1) Bei Mikrofonbetrieb 300··· [illegible]000 Hz

2) 15 und 600 Ohm umschaltbar

3) Empfindlichkeit 1,1 $\frac{mV}{\mu bar}$ am Ausgang 15 Ohm



Leistung der Tonsäule 12,5 VA

Sie ist vorgesehen für die Beschallung von Sälen und Kulturräumen und ist bestückt mit 4 Breitbandlautsprechern der Type L 2158 PB. Die Lautsprecher sind in einer senkrechten Gruppe angeordnet und haben eine scheibenförmige Ausstrahlcharakteristik in horizontaler Lage. Um die Scheibenform bei hohen Frequenzen zu erhalten, sind die Lautsprecher versetzt angeordnet.

Die Hauptabmessungen der Säule betragen:

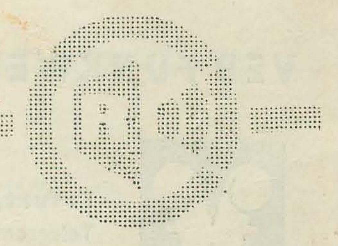
Breite	310 mm (Fußbreite 450)
Höhe	1280 mm einschließlich Fuß)
Tiefe	240 mm
Masse	17 kg

Der Fuß ist abschraubbar, damit die Tonsäule an der Wand befestigt werden kann.

Farbtöne: grau, blau, gelb und grün.

Die Bestellangabe ist durch die gewünschte Farbe des Spannmaterials zu ergänzen.

Änderungen im Interesse des technischen Fortschritts für die angegebenen Erzeugnisse vorbehalten.



VEB Elektrotechnische Werkstätten Rötha, Bez. Leipzig

Ruf: Rötha 2088/2089

33 103